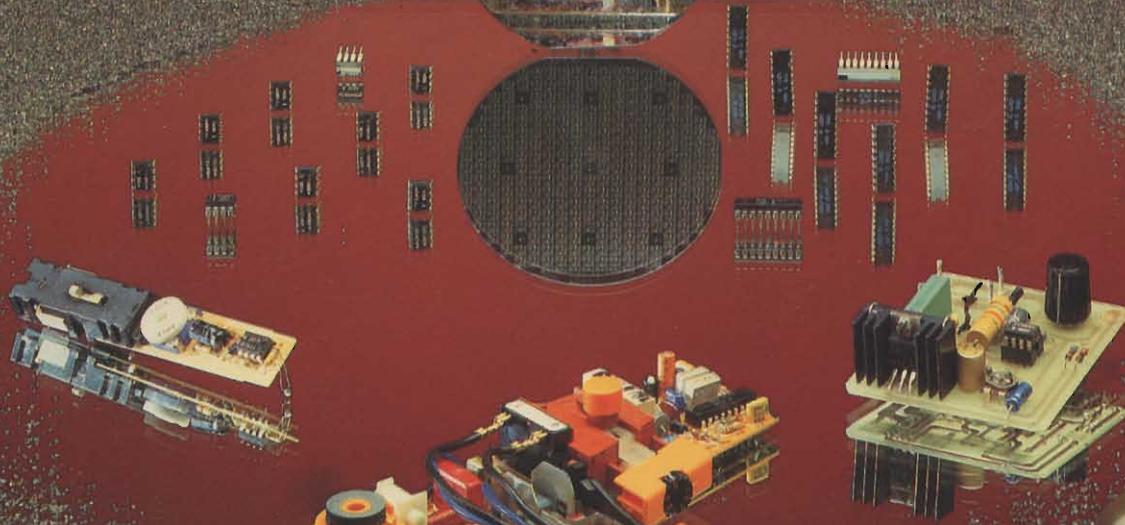
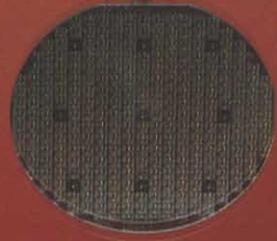
SELEZIONE 3

Copia riservata agli Abbonati

di elettronica e microcomputer

MARZO 1985
L. 4.000

Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

L'universo degli isol
è il nostro

ISOCOM è una società europea specializzata nella tecnologia degli accoppiatori ottici. Nata dall'esperienza di uomini che hanno progettato e commercializzato i componenti optoelettronici più innovativi degli ultimi dieci anni, ISOCOM a due anni dalla sua fondazione, si è conquistata una posizione di leader mondiale. La sua produzione comprende:
• SINGLE CHANNEL DIP, General Purpose • SINGLE CHANNEL DIP, High Voltage, High CTR • SINGLE CHANNEL DIP, High Voltage, High CTR, High Sensitivity • DUAL CHANNEL DIP, General Purpose • DUAL CHANNEL DIP, High Voltage, High CTR, High Sensitivity • QUAD CHANNEL DIP, General Purpose • QUAD CHANNEL DIP, High Voltage, High CTR, High Sensitivity • SINGLE CHANNEL MICROCOUPLER FOR HYBRID APPLICATIONS • MATCHED EMITTER/DETECTOR PAIR - TRANSISTOR OUTPUT • MATCHED EMITTER/DETECTOR PAIR - DARLINGTON OUTPUT • SINGLE CHANNEL DIP, Jedec Photo Darlington • SINGLE CHANNEL DIP, Photo Darlington, High Sensitivity • SINGLE CHANNEL DIP, High Voltage, Photodarlington • HIGH SPEED OPTOCOUPLERS • HIGH GAIN OPTOCOUPLERS • SINGLE CHANNEL DIP, AC Input • SINGLE CHANNEL DIP, Photo SCR • SINGLE CHANNEL DIP, Light Activated Triac • SINGLE CHANNEL DIP, Microprocessors Compatible Schmitt Trigger • SINGLE CHANNEL DIP, Fet Coupler • TRANSMISSIVE INTERRUPTOR SLOTTED SWITCHES.

ALTISSIMA QUALITÀ E AFFIDABILITÀ

- Controllo dei parametri elettrici e meccanici eseguiti sul 100% della produzione.
- Test termici di vita accellerata garantiscono la durata dei dispositivi nel tempo.
- Test di burn-in ad elevata temperatura assicurano la stabilità dei parametri critici alle alte temperature di funzionamento.

FLESSIBILITÀ

- Burn-in personalizzati su richiesta del cliente garantiscono l'esigenza di applicazioni particolari.
- Selezioni su richiesta specifica del cliente anche per quantitativi limitati con un modesto costo aggiuntivo.
- I prodotti possono essere marchiati secondo le richieste specifiche del cliente.

atori optoelettronici
spazio.

SELEZIONE di elettronica e microcomputer

In copertina: Circuiti integrati Telefunken electronic per la regolazione della velocità dei motori universali.

Direzione, Redazione, Amministrazione
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

Sede Legale
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 258 del 28.11.74

Pubblicità
Concessionario in esclusiva per l'Italia e l'Estero
SAVIX S.r.l.
Cinisello B. Tel. (02) 61.23.397
Bologna Tel. (051) 58.11.51

Fotocomposizione
LINEACOMP S.r.l.
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

Stampa
Gemm Grafica s.r.l.
Via Magretti - Paderno Dugnano (MI)

Diffusione
Concessionario esclusivo per l'Italia
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 4.000
Numero arretrato L. 5.500

Abbonamento annuo L. 41.000
Per l'estero L. 62.500

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno circolare cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa Periodica italiana

SOMMARIO

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Salvatore Lionetti

ART DIRECTOR
Sergio Cirimbelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi, Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo

CONTABILITA'
Claudia Montù, M. Grazia Sebastiani
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola, R. Blauschild
Lodovico Cascianini, Adriano Cagnolati
Giuseppe Cestari, Ennio De Lorenzo
Steven Dines, Franco Govoni,
R. Fabbri, G.C. Lanzetti,
Luciano Marcellini, Remo Petritoli,
Sybers, Bernard Schwager
Oscar Prelz

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini,
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni,
Orietta Duroni

Indice inserzionisti

Sony: fabbrica di lettori di dischi compatti in Europa?

La Sony sta esaminando la possibilità di costruire una fabbrica in Europa di lettori di dischi compatti. Con questa decisione, che verrà presa durante i prossimi mesi, la Sony intende consolidare la presenza sul mercato europeo e nello stesso tempo evitare la tariffa del 19% che grava sui prodotti di questo genere che entrano nel mercato comune. Una iniziativa industriale in Europa, sottolineano alcuni osservatori, renderebbero i lettori della Sony i più concorrenziali nel mercato.
La Sony ha, inoltre, iniziato a vendere una videotelecamera compatta di 8 mm in grado di "restituire" le immagini registrate attraverso un televisore. È la prima società ad affacciarsi al settore degli 8 mm e quindi a mettersi in concorrenza con i fornitori di videoregistratori che usano cassette con nastri di 12,5 mm. La Sony ha annunciato una produzione mensile di 30 mila unità, di cui un terzo destinato ad altre società che le venderanno con sopra il proprio marchio. Il prezzo unitario è stato fissato in circa 2,2 milioni di lire. La videotelecamera pesa meno di 2 Kg.
Da segnalare, infine, che la Sony ha concluso un accordo quinquennale con la NEC per produrre e vendere su licenza, sul mercato mondiale, i microprocessori V20 e V30. Si tratta di due microprocessori high-performance in tecnologia CMOS già prodotti in qualità di second source dalla Zilog. Il primo dispositivo ha un bus interno a 8-bit e esterno a 16-bit; il secondo è un vero 16-bit.

VTR Beta in Cina

Videoregistratori in formato Beta saranno costruiti in Cina da una joint-venture formata dallo Sanyo Electric e da una società locale. Il presidente della Sanyo, prima industria nipponica a intraprendere una iniziativa del genere nella Repubblica Popolare Cinese, ha detto che la produzione annua potrebbe essere di 400-500 mila apparecchi. Di tutto rilievo non c'è che dire.

1 VTR ogni 2 VTC

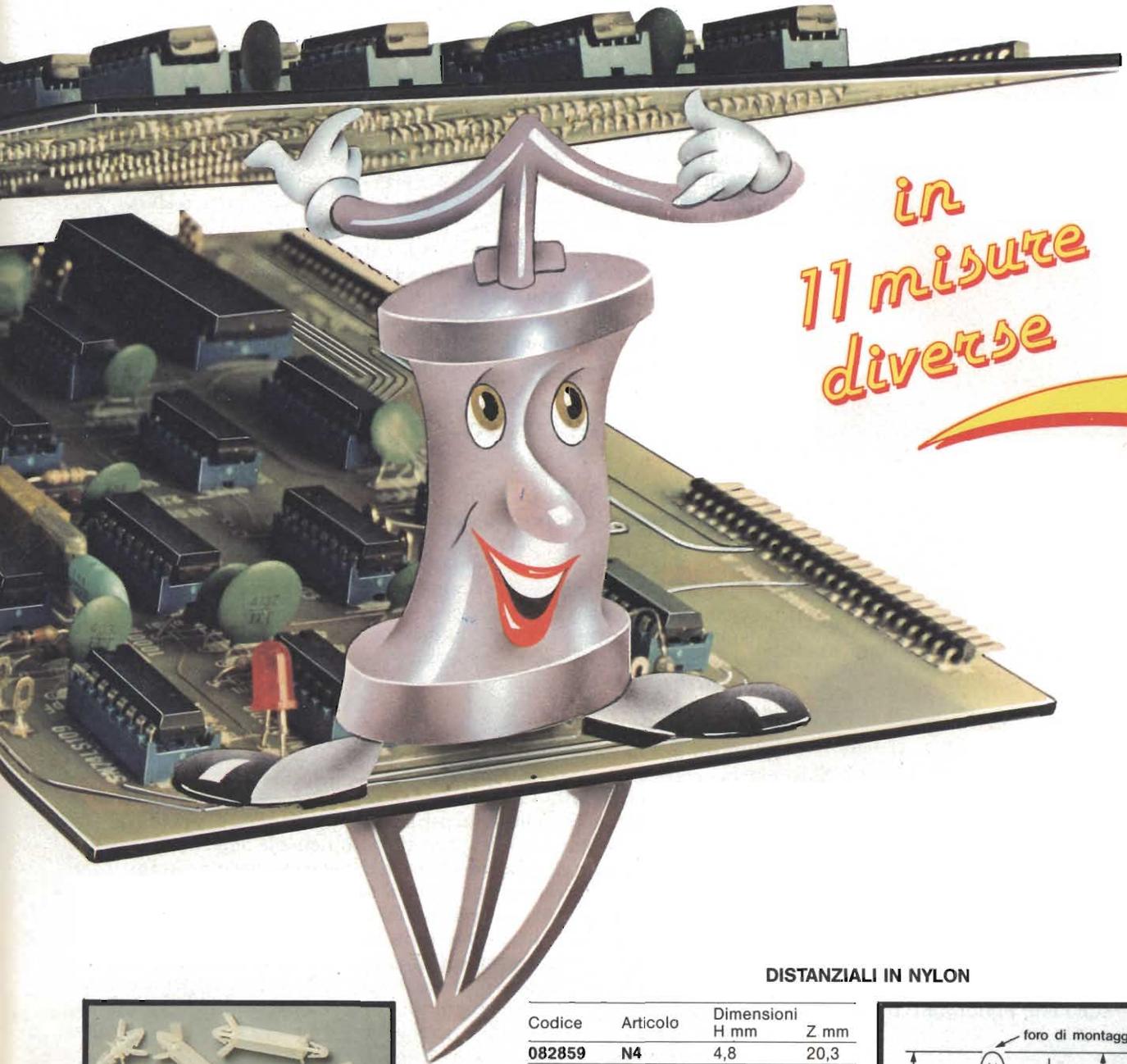
Quest'anno, prevede la Grundig, si dovrebbero vendere nel mondo quasi 50 milioni di ricevitori televisivi a colori e quasi 25 milioni di videoregistratori, con variazioni nei confronti del 1984 di 1,5 milioni e 3,5 milioni di unità rispettivamente. Le quote assegnate all'Europa sono 12 milioni di pezzi per i TVC (quantitativo invariato) e 6,35 milioni di pezzi per i VTR (5,7 milioni nel 1984). La ripartizione fra i principali paesi e i confronti relativi agli ultimi tre anni sono riportati nelle due seguenti tabelle.

TVC: il mercato europeo secondo Grundig (milioni di pezzi)

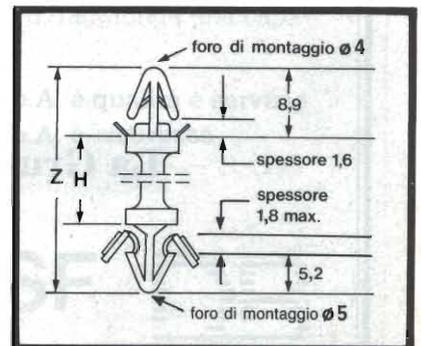
Paese	1983	1984	1985
Gran Bretagna	3,45	2,80	2,75
Germania	2,50	2,55	2,55
Francia	1,93	2,00	2,00
Italia	1,60	1,70	1,75
Spagna	1,00	0,70	0,70
Altri paesi	2,32	2,25	2,25
Totale	12,80	12,00	12,00

VTR: il mercato europeo secondo Grundig (milioni di pezzi)

Paese	1983	1984	1985
Gran Bretagna	2,25	1,90	1,90
Germania	1,50	1,70	0,90
Francia	0,40	0,55	0,70
Spagna	0,40	0,30	0,40
Italia	0,12	0,15	0,20
Altri paesi	0,93	1,10	1,25
Totale	5,60	5,70	6,35

I DISTANZIATORI

in 11 misure diverse

DISTANZIALI IN NYLON

Codice	Articolo	Dimensioni H mm	Z mm
082859	**N4**	4,8	20,3
082868	**N6**	6,4	21,9
082869	**N9**	9,5	25,0
082855	**N12**	12,7	28,2
082870	**N15**	15,9	31,4
082871	**N19**	19,0	34,5
082872	**N22**	22,2	37,7
082873	**N25**	25,4	40,9
082874	**N28**	28,5	44,0
082875	**N31**	31,7	47,2
082876	**N34**	34,9	50,4

Materiale: Nylon 6/6.
Colore: naturale.
A richiesta possono essere forniti con altezze fuori standard.

Via Cislaghi, 17 - 20128 Milano
Tel. 2552141
Telex 313045 ELMIL-I

Per informazioni indicare **Rif. P 2** sul tagliando

Si anima il mercato delle onde

Per l'etere televisivo non esistono frontiere. I primi satelliti che diffonderanno i programmi delle varie stazioni televisive in tutta Europa stanno per essere lanciati. Al tempo stesso è pronto un sistema unificato per le trasmissioni (denominato Mac, Multiplex analogic component) che in tempi lunghi sostituirà i sistemi Pal e Secam. La liberalizzazione televisiva non riguarderà, per forza di cose, le sole emittenti di stato. Anche in paesi come l'Italia, dove le antenne private hanno già qualche anno di vita, non mancano imprenditori pronti a compiere l'avventura internazionale. Ecco perché la comunità europea si è posta il problema di fissare delle regole per il mercato comune delle onde e ha preparato un libro bianco di circa 400 pagine di suggerimenti e orientamenti, finalizzati alla armonizzazione del mercato e alla prevenzione di una guerra commerciale.

Un home system computerizzato italiano

L'elettronica scende in campo per dare una mano alle tecnologie che producono agli apprecchi elettrodomestici. Le singole macchine hanno raggiunto un grado di funzionalità molto elevato, sono programmabili, ma non possono essere avviate o regolate nel tempo perché la loro computerizzazione richiede costi oggi difficilmente sostenibili da una famiglia-tipo. Non mancano però passi in questa direzione. Un esempio è il sistema Arision della Ariston. Si tratta di un centro miniaturizzato in grado di controllare e governare, con l'ausilio di un home o personal computer, utilizzatori di energia, impianti di sicurezza, collegamenti interni telefonici (2 numeri); inoltre è possibile servirsi di esso per ricevere e trasmettere ordini per telefono, funziona anche da segreteria telefonica ed infine consente la sorveglianza continua dei sistemi antifurto, antincendio, fughe di gas ed allagamenti. Il collegamento di Arision può avvenire via cavo o via onde radio convogliate, sovrapposte alla normale rete domestica. Si tratta - è stato detto durante la presentazione - del primo sistema informatico tutto italiano per la automazione dell'ambiente domestico. Il sistema Arision, secondo i progettisti, anticipa le tendenze del mercato delle apparecchiature elettrodomestiche di almeno una decina di anni. Infatti, l'apparecchio, oggi, accentra una serie di decisioni, di scelte e di programmi che richiedono l'ausilio di un cervello, cioè l'home o il personal computer. Ma, sostengono sempre i tecnici, le macchine domestiche dei prossimi anni nasceranno con il computer incorporato. Quindi, Arision governerà macchine dotate di intelligenza ma prenderà decisioni con l'aiuto di un computer che guiderà ogni sorta di apparecchio o di macchina o di servizio di radio telecomunicazione che si potranno programmare e comandare a distanza, anche per telefono. Sarà sperimentato nell'area romana da un centinaio di famiglie.

La Grundig ha in programma nuovi tagli occupazionali

La Grundig ha in programma un vasto piano di ristrutturazione in base al quale verrebbero licenziati 7 mila dipendenti (5 mila all'estero e 2 mila in Germania). Una cifra pari a oltre un quarto dell'attuale organico, che a livello mondiale ammonta a 24.300 unità. Obiettivo del piano è quello di far tornare in attivo la società, un portavoce della quale ha comunque precisato che il numero esatto dei tagli occupazionali deve essere ancora stabilito e potrebbe essere anche di molto inferiore alle 7 mila unità indicate. In alcune aree operative - ha comunque precisato - la forza del lavoro sarà ridotta del 25/30%.

IL FUTURO CI PRECEDE DI UN PASSO

DATA BASE S.p.A. - 20147 MILANO V.le Legioni Romane, 5 - Tel. 02/40303 Telex 315206 DAT BAS - Uffici: **TORINO,** Tel. 011/747112-745356 • **PADOVA,** Tel. 049/772800-772434 • **ROMA,** Tel. 06/5921136-5911010 • **NAPOLI,** Tel. 081/659566-5-4.

Per informazioni indicare **Rif. P 3** sul tagliando

IBM Italia in primo piano

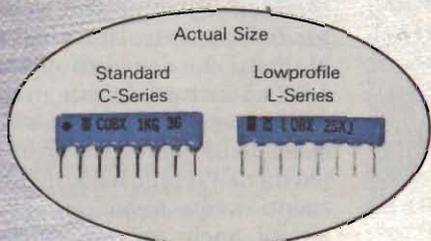
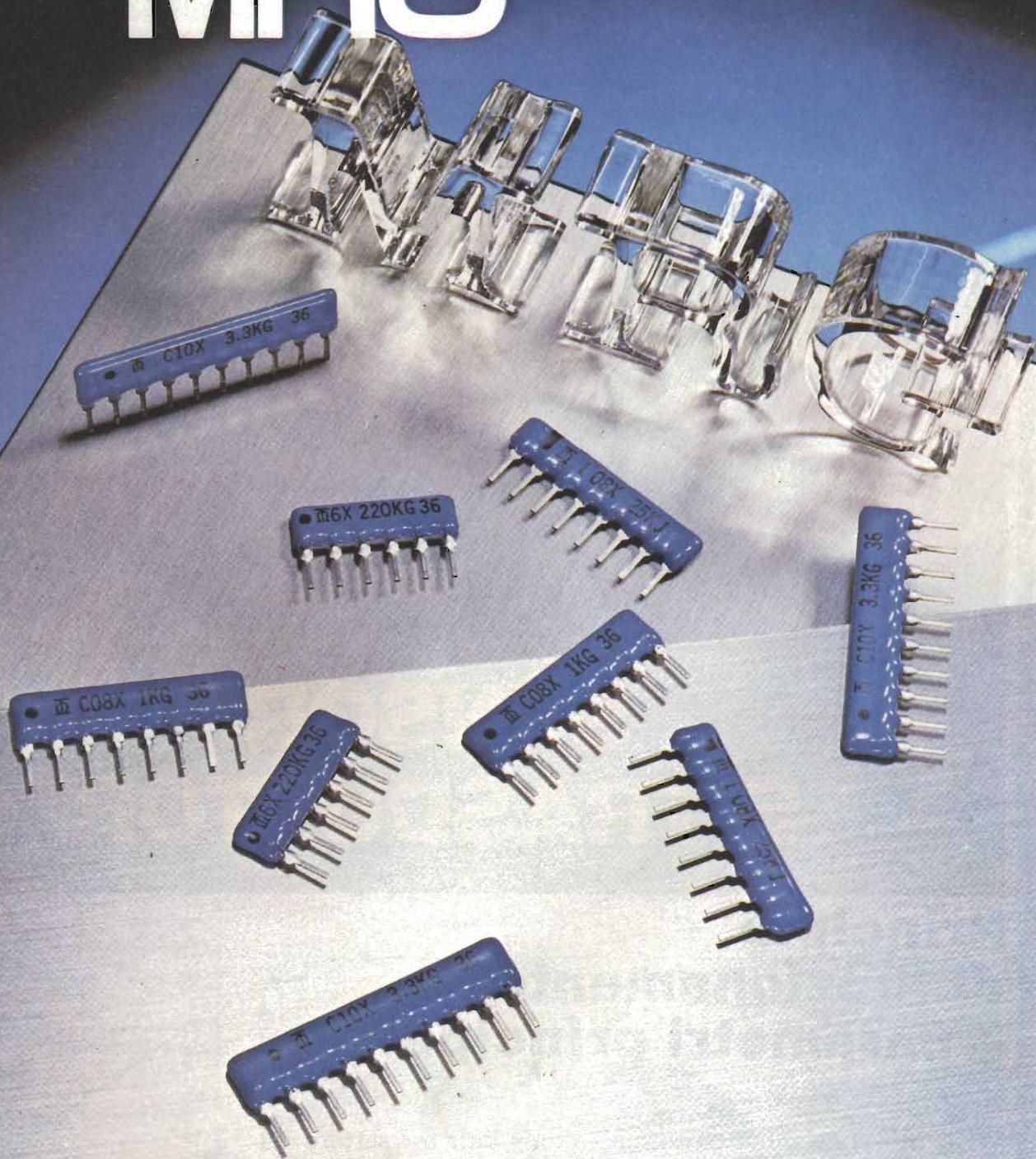
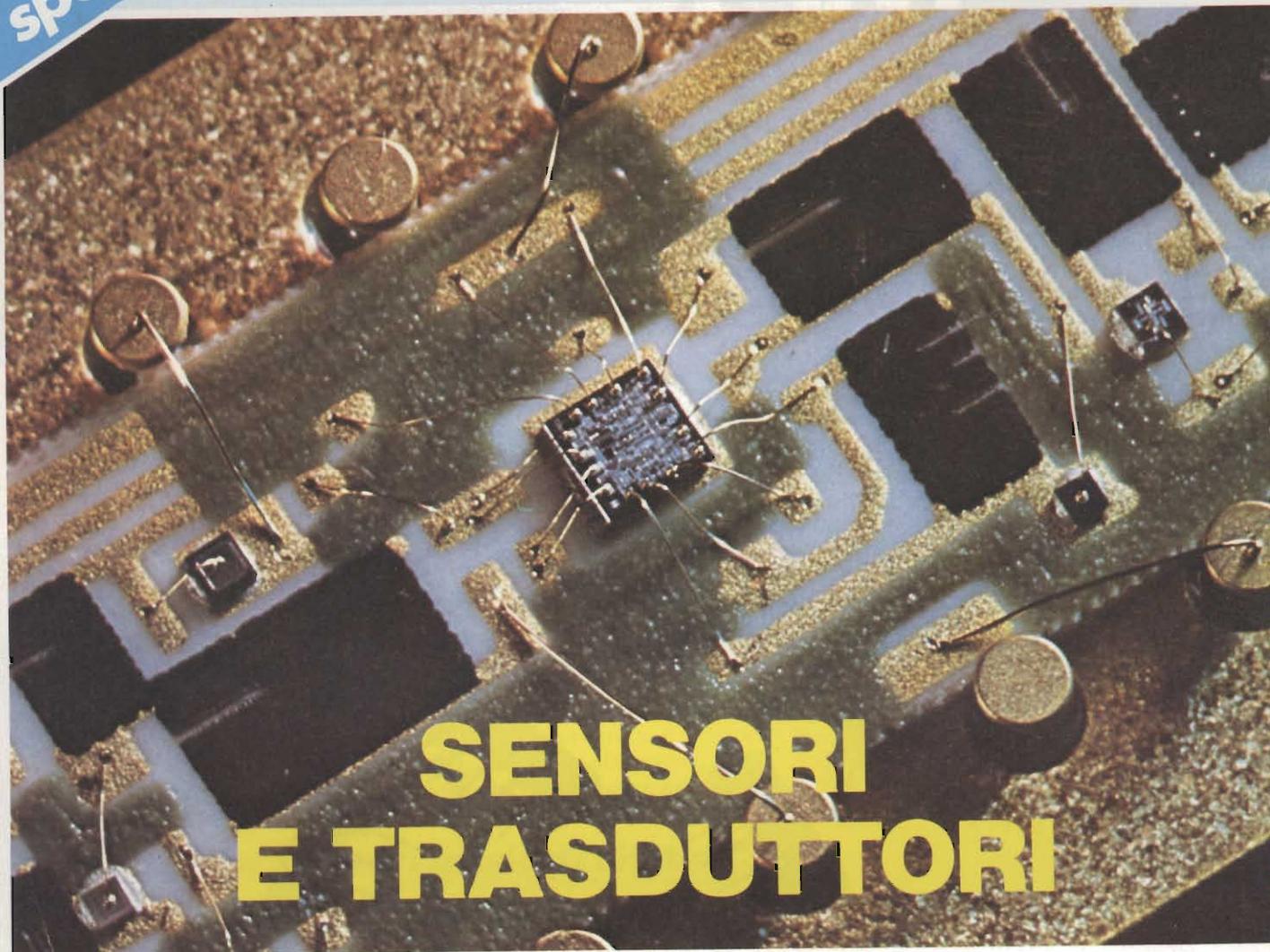
In Italia la IBM occupa 12.700 persone, di cui 3.700 negli stabilimenti di Vimercate e Santa Palomba dove si producono prevalentemente elaboratori medio-piccoli, sistemi di elaborazione delle immagini, unità dischi, sistemi per la gestione dei punti vendita, sistemi per ufficio. In totale sono una ottantina i prodotti realizzati in Italia e che vengono anche esportati in oltre 100 Paesi. Nel 1984 la IBM Italia ha realizzato un fatturato di 3.641 miliardi di lire, con un incremento del 19,3% rispetto al 1983. Secondo dati preliminari il fatturato esportazione è stato di 1.116 miliardi e gli investimenti sono ammontati a 331 miliardi. Commentando questi primi risultati il presidente e amministratore delegato, Ennio Presutti, ha affermato che nel 1984 l'IBM Italia ha superato le previsioni sia di crescita che di risultati economico-finanziari. Con oltre 600 nuovi prodotti hardware e software annunciati nell'anno e con il consolidamento dei nuovi canali di vendita avviati nel 1983, la società ha risposto a una domanda di informatica che si è mantenuta sostenuta, nel quadro di una migliore congiuntura economica e di ripresa degli investimenti.

Videocaster per immagini VTR a più televisori

Una piccola azienda di Salk Lake City, la Marketer Quantec International Inc., ha presentato in occasione dell'ultimo Consumer Electronics Show di Las Vegas un dispositivo capace di far arrivare le immagini diffuse da un solo videoregistratore a più apparecchi televisivi. Il dispositivo si chiama VideoCaster e perché funzioni va integrato nel VTR da dove provvede a diffondere i programmi registrati in contemporanea a via etere a più TV presenti in una abitazione, purché la distanza non superi i 18 metri circa. Il costo del VideoCaster è di circa 100 dollari.

I registratori musicali digitali

Un'area nuova che si apre all'interno del mercato dell'elettronica di consumo è la registrazione audio digitale su floppy disks. Il metodo risulta più economico rispetto ad approcci basati sui supporti a disco ottici, risultando particolarmente stimolante per i possessori di personal computer. Un prodotto in possesso di queste caratteristiche, adatto soprattutto a un'utenza domestica, è stato sviluppato dalla Melodian di New York: digitalizza la musica e poi la comprime su un floppy di 5 1/4 pollici. Tale registratore musicale digitale sarà in vendita entro l'anno e già ora circolano prototipi usati in connessione con i personal computer C64 della Commodore. Per giugno è atteso dalla Compusonic di Cambridge (Massachussets) un sistema piuttosto sofisticato: non ha necessità di un personal computer, come il Melodian, per funzionare ma può essere ugualmente usato in connessione con un micro della IBM per applicazioni di editing musicale, di sintesi musicale e di memorizzazione dati di alta capacità. Tale sistema, denominato DSP-1000, avrà un prezzo di 1.200 dollari, più 6 dollari per ogni disco capace di 1 ora di musica oppure 50 milioni di bytes di informazioni. Una particolarità del sistema è la capacità di trattare segnali audio psicoacustici.
È noto che le orecchie umane percepiscono soltanto una frazione del segnale audio completo. Ciò significa che certi suoni possono venire eliminati riducendo lo spazio necessario alla registrazione dei suoni utili; ma non solo. La musica registrata digitalmente può anche essere trasmessa mediante modem, dando al consumatore la possibilità di acquistare dischi personalizzati a distanza.

SIP RESISTOR NETWORKS
SERIES MRG
Actual Size
Standard
C-Series
Lowprofile
L-Series
FEATURES
●Low Cost
●Thick film Performance and Reliability.
●Low Profile for High density packaging.
●Reduced PC board Space.
●Available to set up 0.1"(2.54mm)Pitch Continously.
Tama Electric Co., Ltd.
Per informazioni indicare Rif. P 4 sul tagliando

SENSORI E TRASDUTTORI

Principio di funzionamento e parametri principali

Luciano Marcellini

Viene presentata una panoramica mondiale del settore dei sensori. Si precisa che non necessariamente tutti i trasduttori citati sono disponibili sul mercato italiano, per lo meno alla data attuale, ma che comunque ciò non deve essere di ostacolo alla completezza dell'informazione ed al costante aggiornamento. Vengono infatti riportati gli ultimi sviluppi tecnologici delle varie case, riguardanti sia nuovi tipi di trasduttori che nuovi principi fisici applicati ai sensori tradizionali.
Vengono infine presentati dati riguardanti le previsioni di mercato, molto incoraggianti, per il futuro.

La necessità di rilevare e misurare i più svariati parametri dei fenomeni fisici ha costretto i ricercatori a sviluppare dispositivi in grado di superare i limiti dei sensi umani, limiti che sono ben noti e sui quali sono addirittura basate invenzioni come il cinematografo e la stessa televisione, nelle quali viene sfruttata l'incapacità dell'occhio a distinguere fra loro eventi molto veloci. Inoltre, i sensi umani, anche nel campo delle loro pos-

Oltre dieci anni di studi, sperimentazioni e applicazioni pratiche del film spesso consentono oggi alla MARELLI AUTRONICA di presentarsi ai suoi clienti con quel livello di esperienza che è garante delle capacità che i circuiti e i sensori a film spesso di propria produzione hanno nel soddisfare le esigenze di qualità, di affidabilità e di competitività.

sibilità, non possiedono il grado di precisione e di ripetibilità necessari.

Il campo dei *trasduttori* è molto vasto in quanto con questo termine si designa qualsiasi dispositivo in grado di trasformare, o trasdurre, una grandezza fisica in un'altra. Verranno qui presi in considerazione solo i trasduttori che forniscono in uscita esclusivamente parametri elettrici, come tensione, capacità, resistenza, induttanza, che sono quelli di interesse ai progettisti e ai tecnici elettronici. Oltre ai più diffusi principi fisici che stanno alla base di questa classe di trasduttori verranno definiti i parametri e le caratteristiche che si applicano a tutti i sensori che si possono incontrare nella pratica professionale. Essi sono:

— funzione di trasferimento,

— errore di misura, banda di errore,

— caratteristiche dinamiche,

— caratteristiche ambientali,

— condizionamento del segnale.

Fig. 2 - Banda di errore statica, ricavata durante la calibrazione di due dispositivi (curva x, curva o). Vengono mostrate due diverse bande: una al ± 2 % fondo scala e l'altra al +1,5 %, —1, 1 % fondo scala.

Funzione di trasferimento

Indica la relazione, teorica o ideale, fra grandezza misurata ed uscita del trasduttore. La relazione può essere descritta da una curva teorica, come quella di *figura 1*, da una legge matemati-

Fig. 1 - Grafico che illustra la funzione di trasferimento, cioè la relazione che intercorre fra la grandezza misurata e l'uscita del trasduttore. Nel caso presentato, la relazione è di tipo lineare.

Chip di un microsensore di pressione al silicio. Le dimensioni estremamente ridotte permettono a questo sensore di essere impiegato in gran numero di applicazioni (*Foto MICRO SWITCH, divisione della Honeywell*).

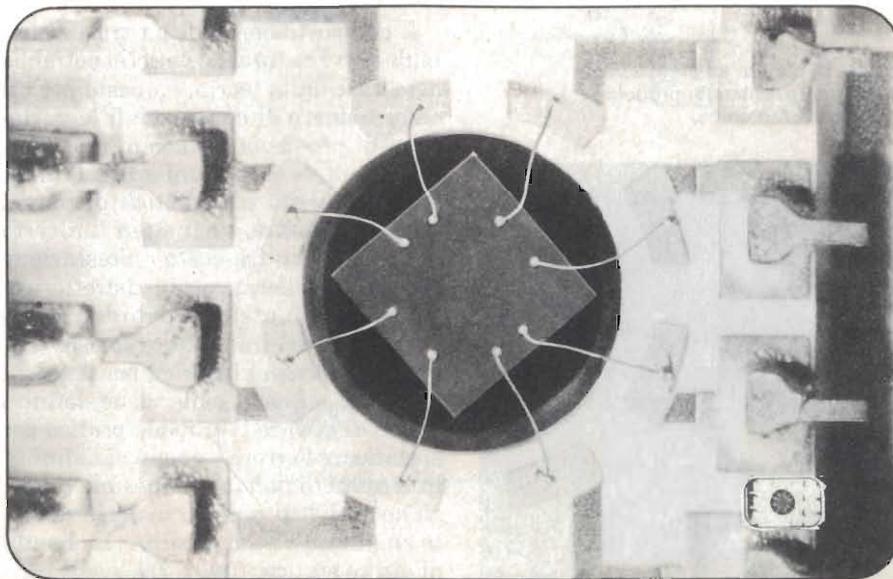
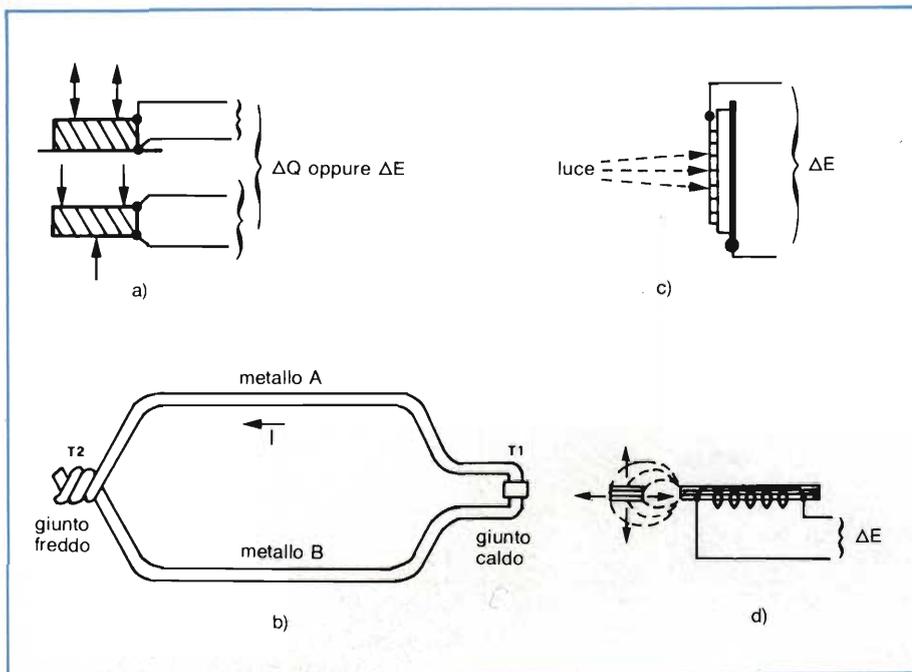



Fig. 3 - Principio di funzionamento dei trasduttori attivi. Sono illustrati rispettivamente quelli basati sul fenomeno piezoelettrico (a), i tipi a termocoppia (b), i trasduttori fotovoltaici (c), e quelli elettromagnetici in (d).

Sensore di temperatura a film spesso. La Marelli Autronica si avvale della sua lunga e collaudata esperienza nel campo dei circuiti ibridi a film spesso e dei "know-how" tecnologici più avanzati per realizzare una nuova linea di sensori ad alta affidabilità e prestazioni.

ca, una tabella di valori o da una rappresentazione grafica. Quando sopra si applica alle caratteristiche *statiche* del trasduttore, cioé quando la grandezza da misurare è stabile oppure varia molto lentamente. Se la grandezza varia rapidamente, il comportamento del trasduttore può scostarsi, anche sensibilmente, da quello teorico. Si rimanda il lettore al paragrafo: caratteristiche dinamiche.

Sensore di pressione e modulo elettronico a film spesso per telecomunicazioni via cavo. (*Foto. Marelli Autronica*).

Errore di misura e banda di errore

Il comportamento di un trasduttore reale non è mai quello che ci si potrebbe aspettare dalla teoria, e questo per un certo numero di cause, quali le variazioni di produzione, l'uso di materiali non ideali, le condizioni ambientali di funzionamento ed i metodi di prova. Bisogna, inoltre, ammettere un certo bilanciamento fra costo e prestazione (campo di tolleranza più ristretto=costo maggiore), e tenere conto dell'invecchiamento del trasduttore stesso.

La differenza algebrica fra il valore misurato e quello reale viene definito *errore di misura*. Un modo pratico per specificare l'errore è quello di definirlo in termini di *banda di massima deviazione* mediante una curva di riferimento chiamata *banda di errore*. La banda di errore statica (*figura 2*) è quella otte-

Sensore di portata ad ultrasuoni e termosensore, entrambi prodotti dalla Marelli Autronica.

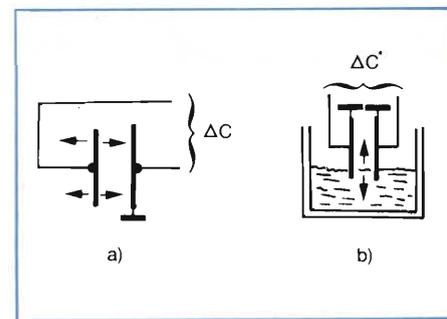
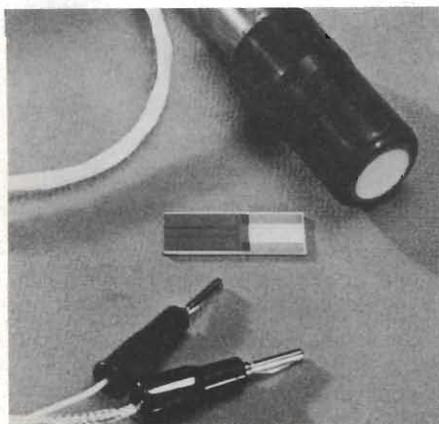



Fig. 4 - Due tipi di trasduttori capacitivi: ad armatura mobile (a) ed a variazione della costante dielettrica (b).

nuta con una calibrazione statica, effettuata, cioè, in condizioni ambientali controllate e prestabilite di temperatura, umidità, pressione atmosferica ed in assenza di disturbi come vibrazioni, colpi, accelerazioni ecc., estranee alla misura.

Caratteristiche dinamiche

Quando la grandezza da misurare subisce una brusca variazione, il trasduttore non reagisce istantaneamente, ma impiega un certo tempo per fornire in uscita il nuovo valore. Per specificare questo comportamento, vengono usati diversi parametri, quali:

- *costante di tempo*: tempo richiesto perché l'uscita raggiunga il valore del 63% del valore finale.
- *tempo di risposta*: tempo necessario per raggiungere una certa percentuale (in genere il 90 od il 98%) del valore finale.
- *tempo di salita*: tempo impiegato per portarsi dal 10 al 90 % della variazione totale. L'uscita può anche superare momentaneamente il 100 % (overshoot), se non si prendono opportune precauzioni per smorzare tale oscillazione (damping).
- *risposta in frequenza*: se la grandezza da misurare è continuamente variabile, in genere con legge sinusoidale, questo termine indica il campo di frequenza in cui l'uscita del trasduttore è costante o non scende sotto il 70 %.

Caratteristiche ambientali

Il trasduttore dovrebbe lavorare in condizioni ambientali simili a quelle in cui è stato calibrato, a meno che non sia espressamente progettato per condizioni particolari. Occorre tenere presente non solo le condizioni operative, ma anche quelle di spedizione, immagazzinamento e di trattamento durante l'installazione. Errori addizionali, oltre a quelli di specifica (tolleranze), o addirittura danni permanenti, possono essere causati da estremi di temperatura, atmosfere corrosive, immersione in soluzioni saline o esposizione a radiazioni nucleari.

Condizionamento del segnale

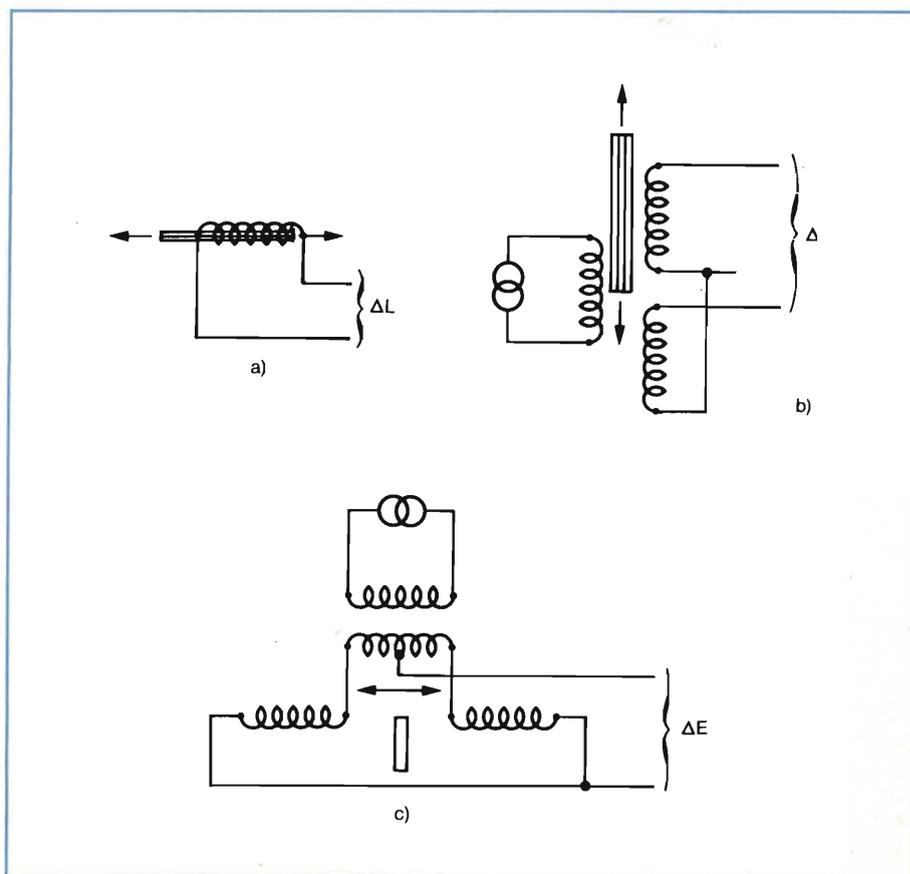
Il campo dei valori, forniti in uscita dai trasduttori, è molto ampio sia in termini di grandezze elettriche che per quanto riguarda il loro valore numerico. Il condizionamento è, appunto, quel processo per cui l'uscita di un trasduttore viene portata entro un campo di valori specificato.

Gli standard delle industrie di processo, ad esempio, richiedono un segnale nella gamma da 4 a 20 mA, se costituito da una corrente, o da 0 a 5 V se sotto forma di tensione continua. Un altro esempio è costituito dai trasduttori che lavorano con i microprocessori, i quali accettano, in ingresso, solo segnali in forma digitale.

Il condizionamento del segnale può essere effettuato per mezzo di amplificatori, in continua o in alternata, di raddrizzatori, di demodulatori, oppure da circuiti più elaborati, quali quelli che estraggono la radice quadrata, gli amplificatori logaritmici ecc., a seconda della legge che governa la relazione fra grandezza da misurare ed uscita desiderata dal trasduttore.

Sensori di pressione miniatura (16,3 x 16,3 x 20,7 mm) a semiconduttore serie 130 PC, prodotti dalla Honeywell, MICROSWITCH.

Fig. 5 - Trasduttori con parametro d'uscita induttanza. In (a) quelli induttivi a bobina singola; in (b) e (c) i tipi a riluttanza, composti da due o più bobine. Fra questi ultimi sono da annoverarsi i trasduttori LVDT (Linear Variable Differential Transformer).

SENSORI

Nuova serie di trasduttori di pressione piezoresistivi Honeywell 230PC in custodia di acciaio inossidabile, per impiego in ambienti industriali esigenti. L'intero trasduttore misura soltanto 40 mm di lunghezza per 25 mm di larghezza.

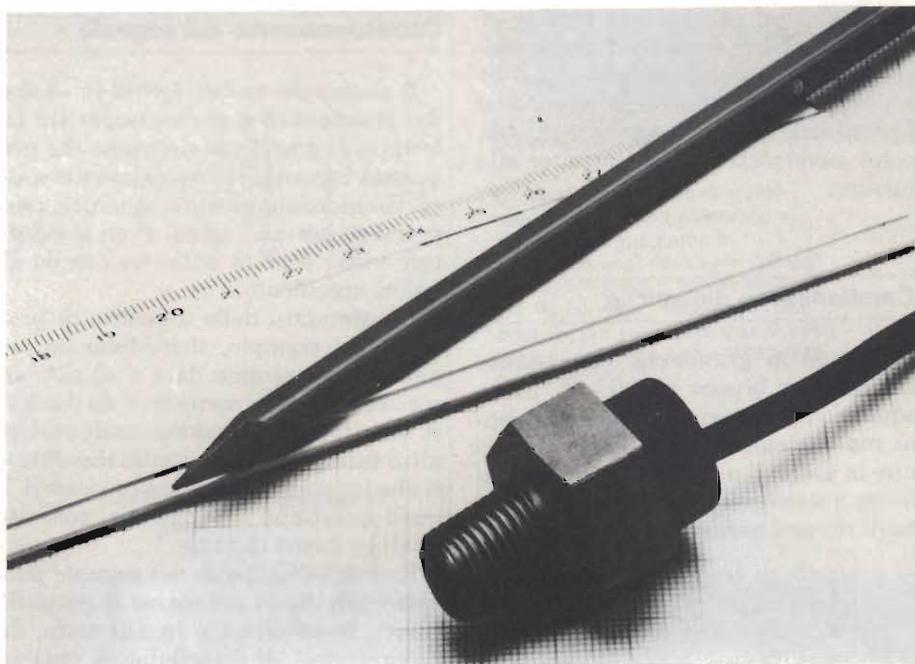
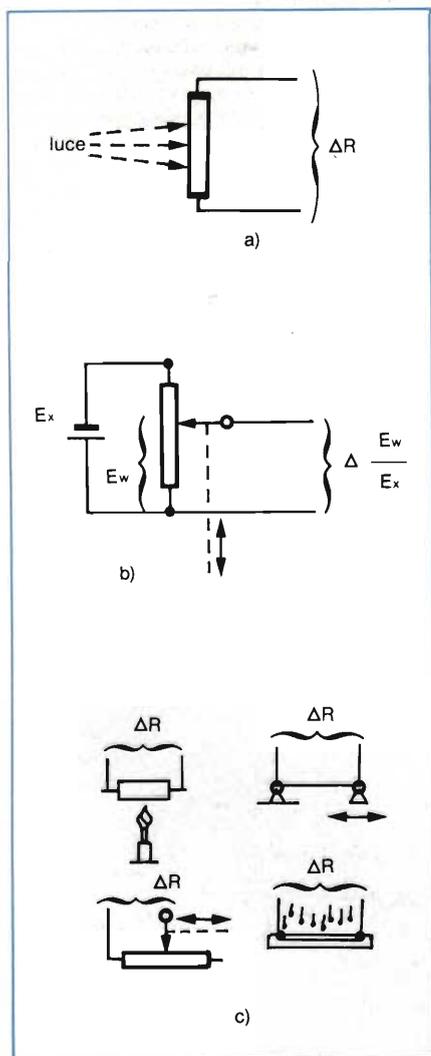



Fig. 6 - Trasduttori che producono in uscita una variazione di resistenza. Comprendono i sensori fotoconduttivi (a), quelli potenziometrici (b), e quelli basati su diversi principi fisici (c), come riscaldamento, umidità, campi magnetici ecc.

Un esempio pratico servirà a chiarire meglio il concetto: la radiazione che emana dalla superficie di un corpo è una funzione esponenziale della sua temperatura; per ottenere in uscita una scala lineare di temperatura occorrerà, quindi, un amplificatore logaritmico.

Il processo di condizionamento può, inoltre, richiedere l'uso di regolatori di tensione o di corrente, per assicurare la voluta accuratezza e ripetibilità del sistema di misura. I circuiti di condizionamento possono essere esterni al trasduttore, oppure in esso incorporati, come nei più recenti tipi che ricorrono alla tecnica dell'integrazione a livello di chip (sensori a semiconduttore).

Trasduttori attivi e passivi

Fra le varie classificazioni che si possono fare, di una certa importanza è quella che riguarda il parametro elettrico in uscita. Se esso è una tensione od una carica elettrica, il trasduttore è del tipo auto-generante o *attivo*, in quanto non occorre una sorgente di potenza addizionale per il suo funzionamento. Esempi di trasduttori attivi sono costituiti dalle termocoppie, dai sensori piezoelettrici, da quelli fotovoltaici. Una trattazione completa viene fatta nell'articolo dedicato ai principi fisici sui quali si basano i diversi tipi di trasduttori.

La maggioranza dei sensori, tuttavia, richiedono per funzionare una sorgente esterna di alimentazione, chiamata anche eccitazione.

Si parla, in questo caso, di trasduttori *passivi*. Sotto questa categoria sono classificati tutti i trasduttori che forniscono in uscita variazioni di qualsiasi parametro elettrico, eccetto la tensione o la quantità di carica.

Alcuni esempi (fra parentesi è indicato il parametro d'uscita): sensori di livello capacitivi (C), fotoresistenze (R), sensori di prossimità induttivi (L), sensori di umidità (C,R), sensori di temperatura a termistore (R), ecc.

Questa classificazione fra trasduttori attivi e passivi non tiene conto dell'eventuale amplificazione necessaria ad entrambi i tipi, ottenuta, ovviamente, a spese di un'alimentazione esterna.

Principi fisici di funzionamento

L'elemento più importante che diversifica i vari trasduttori è il loro principio di funzionamento, in quanto esso influisce su tutte le caratteristiche principali del trasduttore stesso.

L'elenco che segue inizia con i sensori *attivi*, o autogeneranti, e prosegue con la trattazione dei sensori *passivi*, suddivisi per parametro elettrico in uscita.

Trasduttori attivi

Trasduttori piezoelettrici

Sono basati sulla particolarità che hanno alcuni materiali di generare una tensione o una carica elettrostatica quando vengono sottoposti a sforzi meccanici quali la compressione, lo stiramento o la flessione (*figura 3a*).
Tipici materiali con questa proprietà sono i cristalli di quarzo, ma vengono usati anche cristalli sintetici, in genere di tipo ceramico.

Trasduttori a termocoppia

Sono composti da due conduttori di differenti metalli, uniti all'estremità da una giunzione (*figura 3b*). Se le due giunzioni vengono poste a diverse temperature, si sviluppa una f.e.m. proporzionale alla differenza di temperatura (effetto Seebeck).
Le coppie di metalli, correntemente usate, sono rame-costantana, ferro-costantana (f.e.m. elevata, temperatura massima 900°C), nikel chromel-nikel (temperatura massima = 1300°C, elevata linearità), platino rodio-platino (temperatura massima = 1600°C).

Trasduttori fotovoltaici

La giunzione di particolari materiali semiconduttori (per es. il selenio), emette una tensione in presenza di luce. È questo l'effetto sfruttato in questo tipo di trasduttore (*figura 3c*).
Sebbene l'impiego tipico sia per sensori ottici, possono essere misurate, facendo muovere un otturatore che illumina o meno, l'elemento attivo, anche grandezze meccaniche come gli spostamenti.

Trasduttori elettromagnetici

La grandezza da misurare viene convertita in tensione (f.e.m.) indotta in un conduttore mediante la variazione di un flusso magnetico. Questa variazione viene provocata dallo spostamento relativo di un magnete ed una bobina provvista di nucleo ferroso (*figura 3d*).

Trasduttori passivi

Parametro d'uscita: capacità.

Trasduttori capacitivi

La variazione di capacità è ottenuta sia da un movimento relativo delle due armature (elettrodi) che compongono il sensore (*figura 4a*), che dalla variazione della costante dielettrica del dielettrico interposto (*figura 4b*). Applicazioni tipiche: sensori di livello, di capacità, di prossimità.
Parametro: induttanza

Trasduttori induttivi

La grandezza da misurare (in genere uno spostamento) fa variare l'autoinduttanza di una *singola* bobina, producendo un moto relativo fra questa ed il suo nucleo (*figura 5a*).

Trasduttori a riluttanza

In questi trasduttori si ottiene una variazione di tensione alternata, provocata dalla variazione di riluttanza fra *due o più* bobine, mentre viene applicata un'eccitazione esterna in corrente alternata (*figura 5 b/c*).
Questo tipo di trasduttore ha un campo di applicazione molto vasto ed include

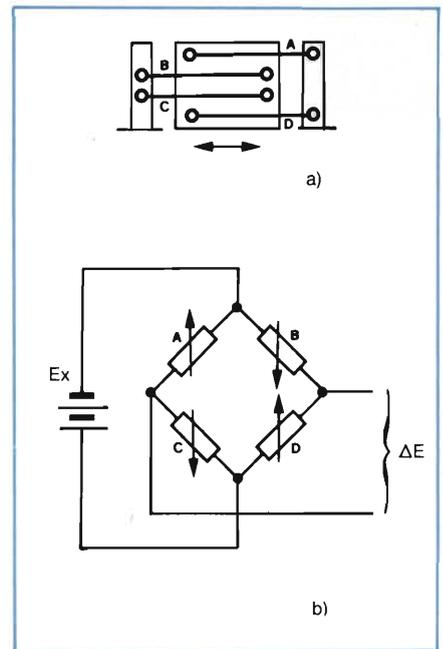
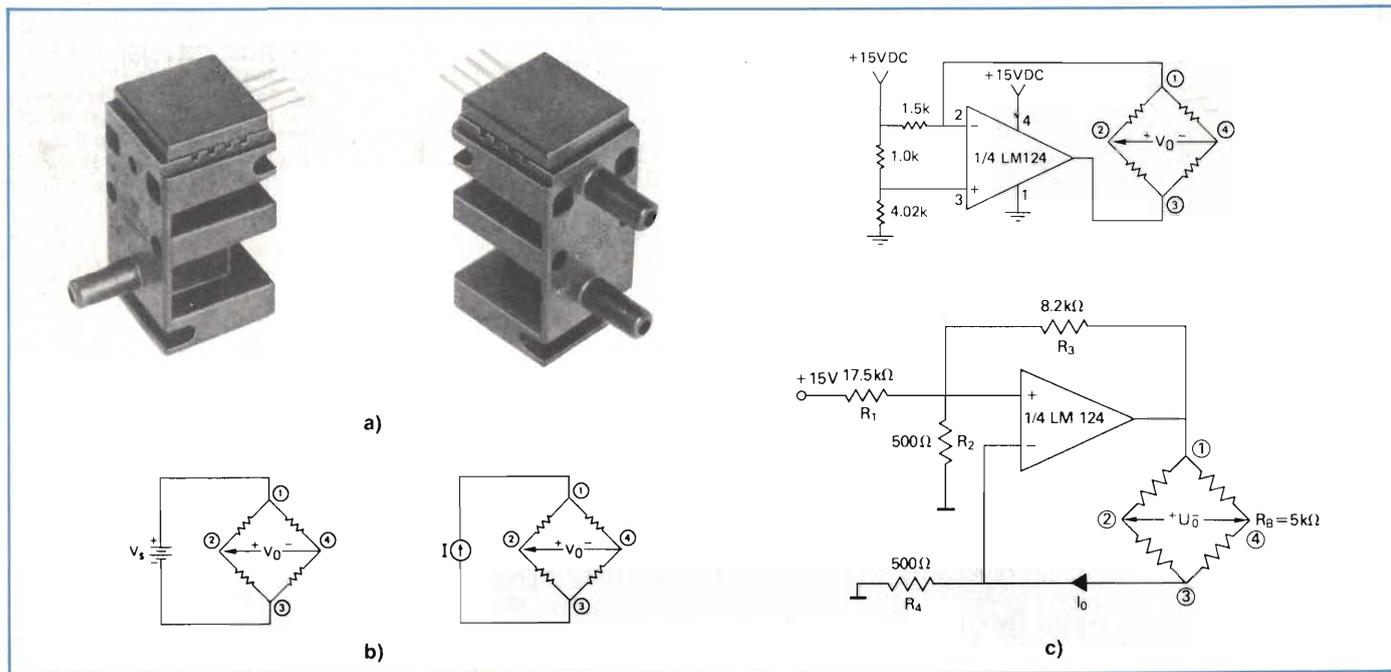



Fig. 7 - Trasduttori estensimetrici (strain gauges). Configurazione fisica schematica (a) e relativo collegamento elettrico, (b).

Sensori di temperatura serie TD prodotti dalla Honeywell, MICROSWITCH. Alla temperatura di 20 °C presentano una resistenza di 2 kΩ. Sono lineari, veloci possono lavorare tra —40 °C e +150 °C. Sono essenzialmente termistori PTC (e cioè a coefficente di temperatura positivo). Possono lavorare nell'aria e nei liquidi.

SENSORI

a) Sensori di pressione a semiconduttori serie 120 PC, ad elevata linearità e sensibilità, prodotti dalla Honeywell, MICROSWITCH. Possono misurare valori di pressione assoluta e differenziale. b) questi sensori possono essere alimentati (eccitati) in tensione oppure in corrente. c) alimentazione in corrente (2 mA), senza e con circuito di compensazione della temperatura.

Sensore di ossigeno prodotto dalla Marelli Autronica.

Bibliografia

1) L. Cascianini - SENSORI: *Gli organi dei sensi del μc* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 9/83 pag. 16.

2) Redazione - *La fisica dei sensori* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 9/83 pag. 16.

il tipo LVDT (Linear Variable Differentiald Transformer), per il quale sono stati progettati appositi circuiti integrati, come il tipo NE/SE5520 della Signetics.

Parametro: resistenza

A questa categoria appartengono numerosi tipi di trasduttori che, pur essendo basati su differenti principi fisici, producono in uscita una variazione della loro resistenza.

Trasduttori fotoconduttivi

Sono formati da materiale semiconduttore, il quale varia la sua resistenza ohmica in funzione della luce incidente. Un esempio è costituito dalle fotoresistenze al solfuro di cadmio (*figura 6a*).

Trasduttori potenziometrici

Il parametro da misurare causa, in questi sensori, lo spostamento del cursore di un elemento resistivo (*figura 6b*). Avviene, pertanto, una variazione del rapporto fra resistenza compresa fra cursore ed estremità del potenziometro e resistenza totale. In genere, questo rapporto di resistenze viene trasformato in rapporto di tensioni mediante l'applicazione di una sorgente di tensione esterna (eccitazione).

Trasduttori resistivi

Sono formati da particolari materiali conduttori o semiconduttori che, sotto l'influenza di diversi eventi fisici (riscaldamento, raffreddamento, umidità, sforzi meccanici, campi magnetici ecc.), variano la loro resistenza intrinseca.
Un'importante categoria è costituita dai termistori, che possono essere sia a coefficiente di temperatura *positivo*, o PTC (nei quali la resistenza aumenta con l'aumentare della temperatura) od a coefficiente *negativo*, NTC, aventi comportamento opposto (*figura 6c*).

Trasduttori estensimetrici (strain gages)

Usualmente nella configurazione a ponte (sia a due che a quattro rami), sono formati da materiali piezoresistivi (silicio) o da particolari leghe metalliche (platino-tungsteno) *figura 7a*. Questo principio è una versione speciale dei trasduttori resistivi. L'uscita viene sempre convertita in una variazione di tensione ai capi del ponte.
Nella *figura 7b*, è illustrata la configurazione tipica, in cui le frecce verso l'alto indicano un aumento di resistenza, mentre quelle verso il basso, una diminuzione nei rispettivi rami del ponte mentre viene applicata una forza che agisce verso sinistra. ■

SENSORI A SEMICONDUTTORE

L'incessante sviluppo della tecnologia "solid state", ha "sconvolto" il mondo dell'elettronica in tutti i suoi settori. Era logico, quindi, che anche il campo dei sensori seguisse lo stesso indirizzo innovativo, per poter soddisfare tutte le esigenze applicative, sempre crescenti, che spaziano dalla bio-ingegneria, alla robotica, dal settore automobilistico a quello domestico. I sensori a semiconduttore hanno tutte le caratteristiche per affermarsi in questi campi con notevole potenziale di sviluppo, grazie alle loro piccole dimensioni, all'alto grado di affidabilità ed alle elevate prestazioni.

Luciano Marcellini

La penetrazione dei sensori a semiconduttore è arrivata anche nei settori che, tradizionalmente, li escludevano come quello automobilistico. La crisi energetica e le recenti disposizioni anti-inquinamento, hanno aperto la porta a questi componenti che fanno risparmiare carburante e fanno respirare aria meno inquinata dai gas di scarico. Negli USA, i sensori allo stato solido sono installati su tutta la produzione di auto a benzina fin dal 1981.

Microsensori ovvero sensori più microprocessori

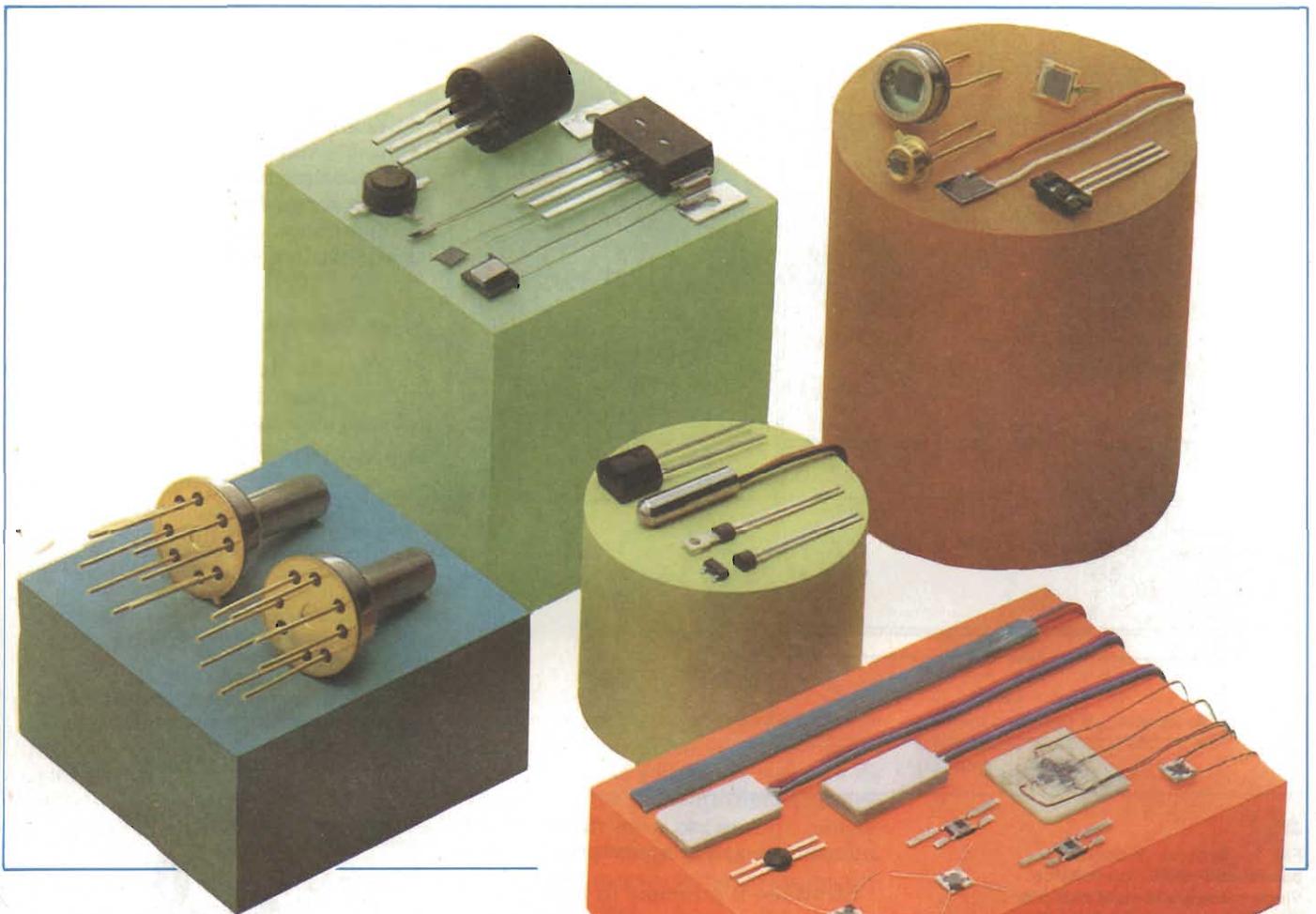
È l'ultima novità in fatto di integrazione. Con l'avvento dei microprocessori si poneva il problema dell'interfacciamento fra le quantità analogiche, fornite dai sensori, e l'ingresso digitale. Il tutto è stato risolto integrando su un unico chip, sensore, convertitore A/D, e microprocessore, ottenendo anche un più alto grado di affidabilità rispetto ai circuiti convenzionali. Inoltre, grazie al microprocessore incorporato, il sensore può auto-calibrarsi ed effettuare verifiche funzionali periodiche (auto-diagnosi).

L'unico inconveniente di questi sensori, essendo costituiti da silicio, è il campo di temperature, relativamente limitato. Esso va, infatti, da circa —100 a +200 °C; tuttavia, se si escludono particolari esigenze industriali, esso è molto adatto alle applicazioni tipicamente consumer, come fotocamere, lavatrici, forni a microonde, frigoriferi, caldaie per riscaldamento.

Passiamo ora ad analizzare i vari tipi di sensore a semiconduttore finora sviluppati, ed i loro particolari costruttivi.

Una famiglia numerosa

Sensori costituiti da diversi materiali semiconduttori (in genere silicio o materiali compatibili) sono stati sviluppati nelle seguenti sette aree di misura.

Fig. 1 - Trasduttore a stato solido che misura la temperatura del punto di rugiada. Al centro, il transistore che misura la temperatura.

I principi fisici che sono alla base del funzionamento dei sensori sono: l'effetto fotoelettrico, l'effetto di Hall e di Gauss, l'effetto piezoelettrico e quello termoresistivo. Questi effetti trovano una loro spiccata corrispondenza nei materiali semiconduttori, dei quali possono sfruttare le ormai consolidate tecnologie e i processi costruttivi. In questa foto sono riportati i tipi di sensori a semiconduttore più significativi prodotti dalla Siemens.

Sensori fotoconduttivi

A lunghezze d'onda superiori a circa 1,1 μm, il silicio è fotoconduttivo. Per altre gamme, inclusa la porzione visibile, altri materiali (come solfuro di piombo, solfuro di cadmio, antimoniuro di indio) vengono evaporati sul wafer di silicio. L'esposizione alla luce di questi sensori provoca una diminuzione della loro resistenza in funzione dell'energia radiante.

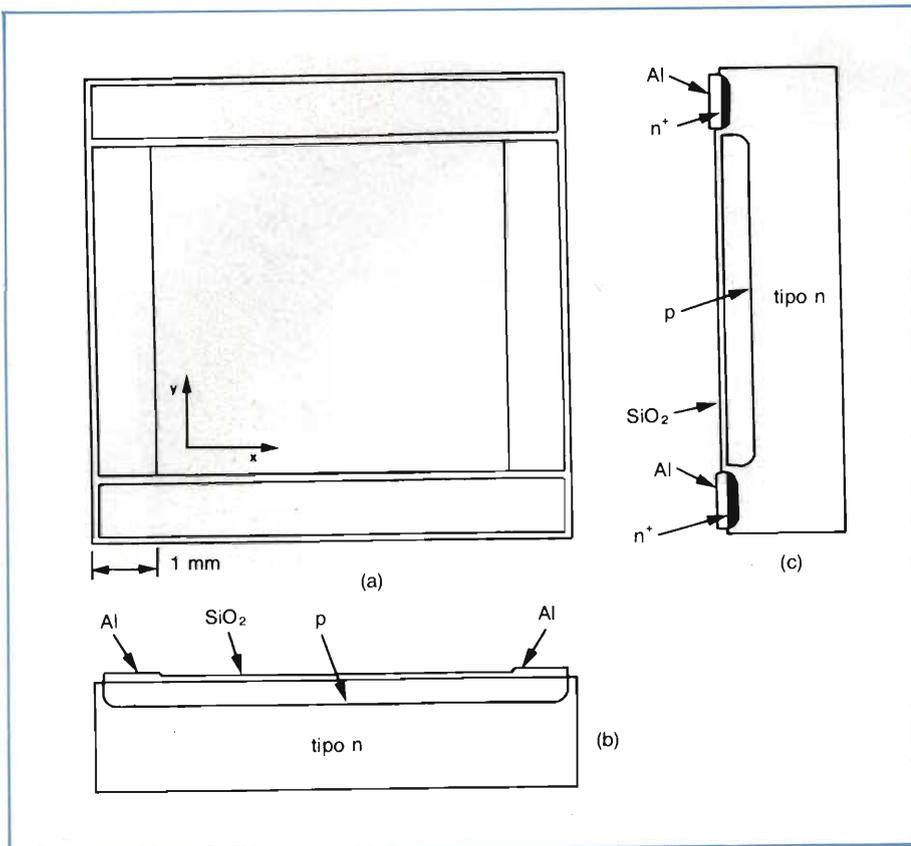
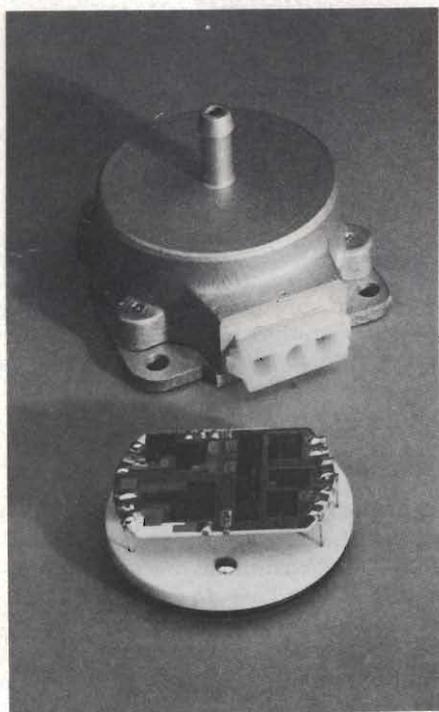
Trasduttori a giunzione fotovoltaica

Sono costituiti da fotodiodi e fototransistori al silicio sia del tipo PNP che NPN.
I fotodiodi vengono polarizzati inversamente, cosicché la luce incidente modula la loro corrente inversa. Nei fototransistori, la luce costituisce la polarizzazione di base.

Trasduttori piezoresistivi

I sensori di questo tipo sono formati da silicio di tipo p. Questo materiale fornisce una trasduzione lineare fra forza applicata e resistenza d'uscita entro lo 0,5 % se non si oltrepassa il limite di variazione di resistività del 2,5 %. Inoltre, esso non ha effetti di isteresi (memoria) ed obbedisce alla legge di Hooke (proporzionalità fra deformazione elastica e sforzo applicato) per una vasta escursione.

Trasduttori piezoelettrici

Sebbene il silicio non sia piezoelettrico di per se, esso può essere reso tale mediante deposizione di materiali piezoelettrici, come l'ossido di zinco e l'antimoniuro di indio, direttamente sul wafer. Trasduttori di questo tipo sono usati per applicazioni estensimetriche (strain gauges).

▲
Fig. 2 - Sensore di posizione basato sull'effetto fotovoltaico. Viene mostrata la vista dall'alto (a), e le due sezioni laterali (b e c).

Trasduttori di temperatura

Sfruttano il principio in base al quale la giunzione base-emettitore di un transistore vede aumentare la tensione ai suoi capi con l'aumentare della temperatura. Il transistore va polarizzato a corrente di collettore costante.
Normalmente, per queste applicazioni, si usano transistori planari NPN. Possono essere fabbricati anche resistori con coefficiente positivo di temperatura, direttamente su chip, da usarsi come sensori di temperatura.

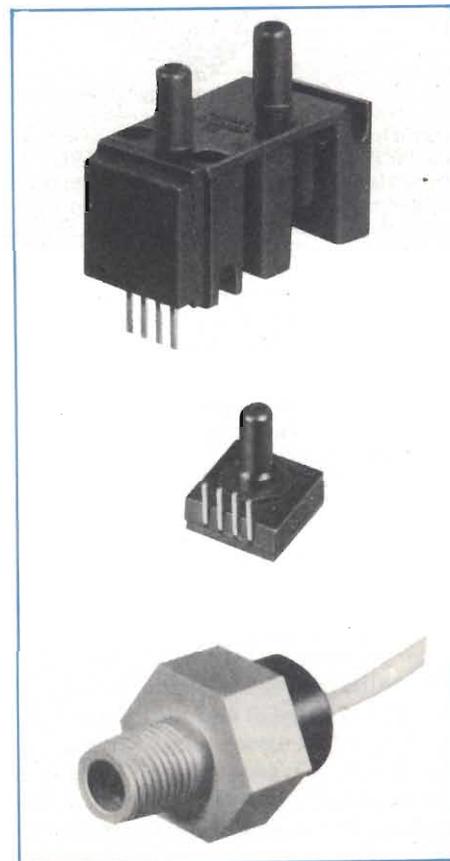
Trasduttori del punto di rugiada

Operano per mezzo del raffreddamento di un gas, saturo di umidità, fino alla formazione della condensa (punto di rugiada). Il rivelatore è costituito da un condensatore, ottenuto mediante deposizione di alluminio su entrambe le facce, di un sottile strato di ossido di silicio (SiO_2).
Il condensatore viene posto sopra un dispositivo di raffreddamento ad effetto Peltier (*figura 1*). Sulla faccia superiore del condensatore, un transistore usato come sensore di temperatura, (vedi paragrafo precedente) misura la temperatura a cui la formazione di rugiada varia il valore di capacità.

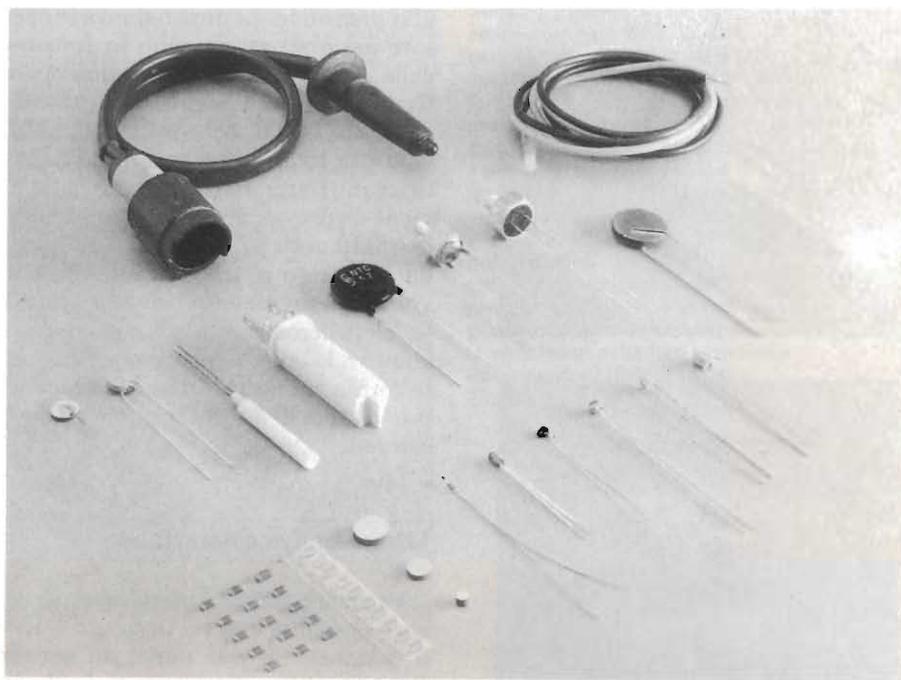
Sensore di pressione standard prodotto dalla Marelli Autronica. Misura fino a 10 bar. Tensione di uscita, alla pressione fondo scala pari a 4,8 V; uscita a pressione zero uguale a 0,2 V.

Trasduttori ad effetto Hall

L'effetto Hall consiste nella possibilità di modificare le caratteristiche elettriche dei materiali conduttori, e, più spic-

Sensori di pressione a semiconduttore prodotti dalla Honeywell-MICROSWITCH. Misurano valori di pressione assoluta, differenziale e atmosferica. Hanno il chip di silicio con piezoresistori impiantati. La tensione d'uscita è lineare con la pressione; hanno elevata sensibilità, tensioni di offset del ponte, uguali a zero. Dall'alto in basso, i tipi 120 PC, 130 PC, 230 PC.

catamente, di quelli semiconduttori, per mezzo di un campo magnetico applicato perpendicolarmente.
Sensori di questo tipo vengono usati nei processi produttivi degli stessi semiconduttori dove servono a verificare, con grande precisione, la concentrazione di elettroni e lacune nei materiali sia di tipo p che di tipo n.

Realizzazioni pratiche e geometrie costruttive

La rassegna parte con un *sensore di posizione* basato sull'effetto fotovoltaico (*figura 2*).
Uno strato di silicio di tipo p, drogato con boro, viene diffuso su di un substrato di silicio di tipo n, drogato con fosforo. Quest'ultimo è "incorniciato" da striscie di contatto depositate su isole di materiale n $^+$. Le striscie più corte sono evaporate sullo strato p, mentre quelle più lunghe sono poste sul substrato, adiacenti al rivestimento. I contatti vengono alimentati con tensione costante. La posizione del raggio che colpisce il sensore viene identificata in termini di coordinate x-y, rappresentate dalle rispettive correnti.
Con questo tipo di sensore è possibile ottenere misure assai precise anche se la luce incidente non è perfettamente focalizzata, tanto che esso viene usato in applicazioni sofisticate come fotolitografia, riconoscimento delle immagini, organi di mira per missili; inoltre, viene anche usato per la regolazione del raggio laser nei lettori di dischi ottici audio e video.

Gamma completa dei sensori di temperatura prodotti dalla Siemens.

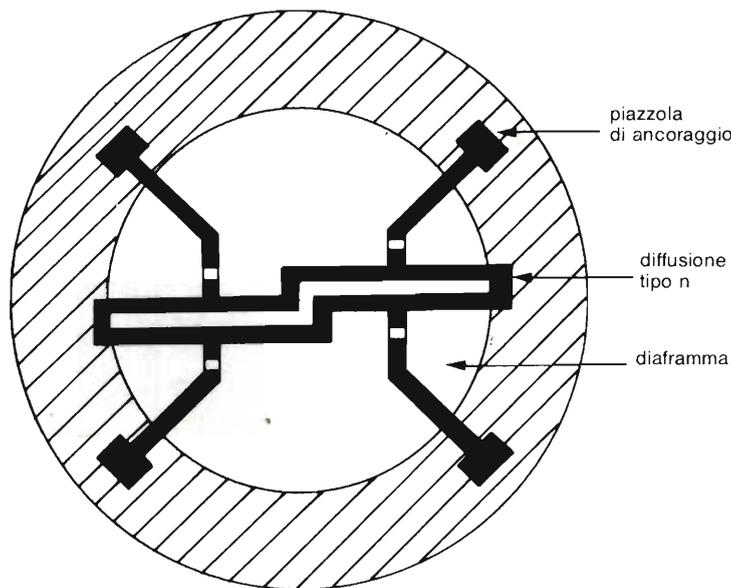
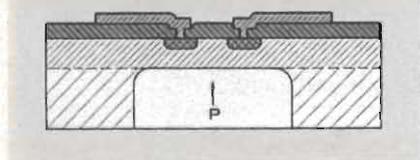
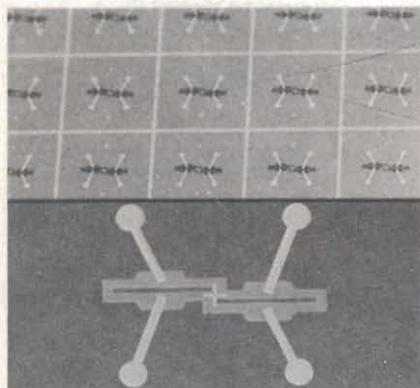
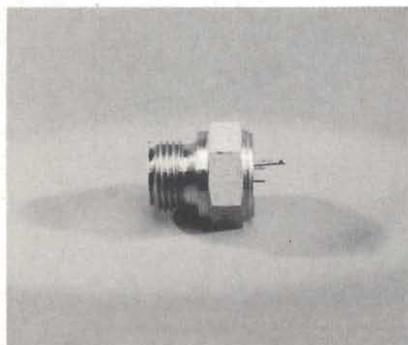



Fig. 3 - Trasduttore di pressione del tipo a diaframma. I quattro sensori estensimetrici di cui è composto sono collegati a ponte di Wheatstone.

Sensori di pressione

Sono apparsi sul mercato a partire dal 1980 e vengono usati nei controlli dei processi industriali ed anche nel settore dei motori a scoppio (pressione dell'olio e dei gas di scarico).
Consistono tipicamente di un diaframma, circondato da un anello (*figura 3*) al quale sono ancorati quattro sensori estensimetrici al silicio.
Due dei sensori sono posti vicino al centro del diaframma, mentre gli altri due sono vicino al bordo. I quattro sensori vengono poi collegati in una configurazione a ponte di Wheatstone.
Lo sbilanciamento del ponte è proporzionale alla forza applicata, e quindi

Trasmettitore di pressione allo stato solido della Philips.
In alto, trasmettitore P; al centro, sensore di pressione a semiconduttore; in basso, chip del sensore dove si trovano i piezoresistori (4) montati in un ponte di Wheatstone.

alla pressione. Le dimensioni e lo spessore del diaframma sono in funzione della sensibilità e della gamma operativa del dispositivo.

Questo tipo di sensore viene fabbricato con lo stesso metodo col quale si ricavano i circuiti integrati: del silicio p viene diffuso su di uno strato epitassiale n, ottenuto per accrescimento su di un substrato n $^+$. Parte del substrato viene selettivamente rimosso mediante elettroerosione e processi elettrochimici. Lo strato epitassiale rimanente forma un'unità integrata che comprende sia il diaframma che l'anello esterno.

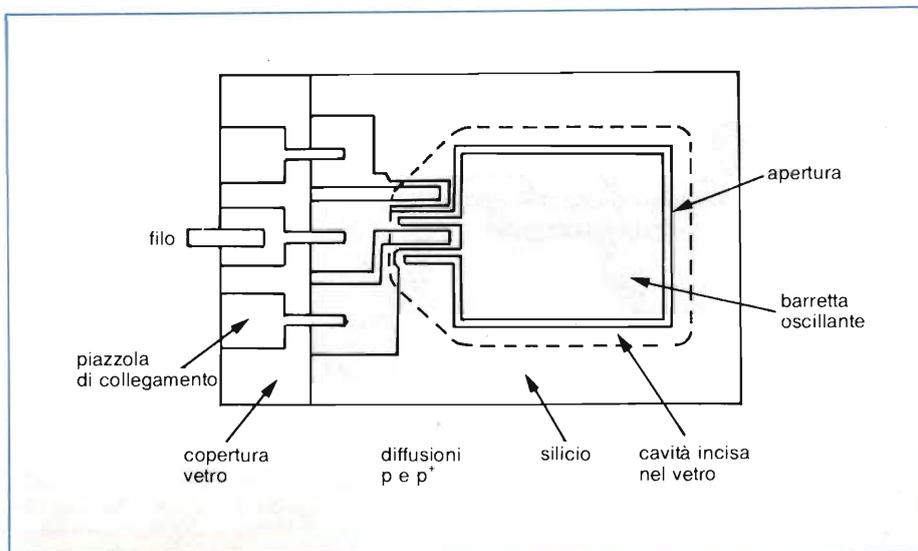
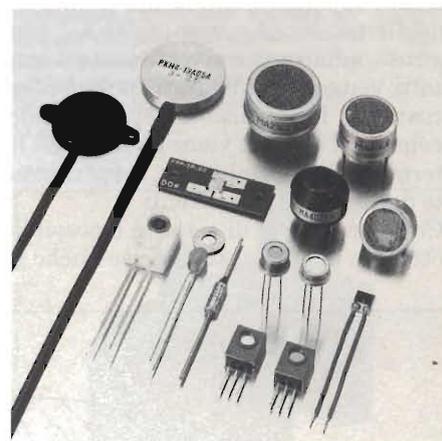
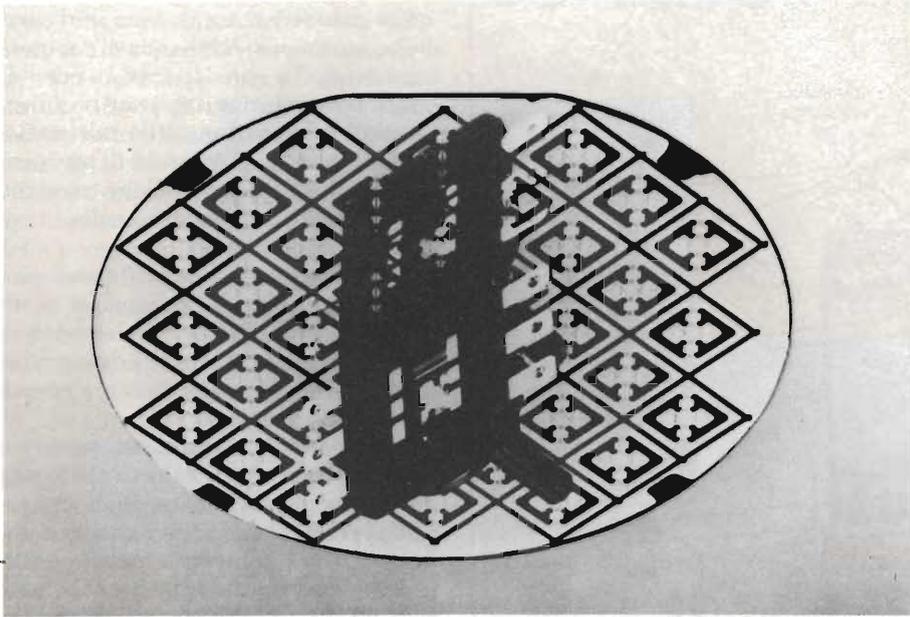
Misura dell'accelerazione

Un esempio di *accelerometro* al silicio è possibile vederlo in *figura 4*. Esso è composto di due parti: un sensore estensimetrico piezoelettrico, nella forma di una sottile barretta (15 μm di spessore), libera di muoversi ad una estremità, e da una piccola massa di silicio,di 200 μm di spessore, che serve come riferimento inerziale, fissata a sua volta all'estremità libera della barretta oscillante. L'intero dispositivo è ricoperto di vetro, opportunamente inciso onde permettere il movimento della barretta.

Con questo sensore si misurano accelerazioni perpendicolari all'elemento sensibile. Per effettuare una compensazione di temperatura, l'unità comprende un secondo sensore estensimetrico posto in vicinanza del primo, ma non interessato dalle sollecitazioni.

La fabbricazione avviene mediante incisione e diffusione, entrambi processi tipici adoperati per costruire dispositivi a semiconduttore. Gli elementi sensibili, formati da silicio di tipo p, e le piazzole di contatto di tipo p $^+$, vengono diffuse sulla superficie superiore del chip, che viene quindi ricoperto da uno spesso strato di SiO_2 (ossido di silicio). La superficie inferiore viene incisa mediante KOH (idrossido di potassio) attraverso una maschera. L'intero dispositivo misura solo 2x3 mm, e rileva accelerazioni da 10^{-1} a 10^3 m/sec^2.

Sensori a semiconduttori Murata, trattati dalla Murata ERIE Electronica s.r.l. (tel. 02/6884833). Sono sensori di umidità, di shock, di condensa, piezoelettrici all'infrarosso, e di temperatura per la protezione di transistori di potenza e di tiristori.

Fig. 4 - Accelerometro al silicio, fabbricato usando la tecnologia dei circuiti integrati. La piastrina misura solo 2x3 mm.

Sensore di pressione a semiconduttore KPZ 10 G. Il sensore (con 6 terminali) è appoggiato in questa foto su un "wafer" dove sono stati formati un gran numero di "chip" caratteristici di questo sensore. Essenzialmente, il "chip" è formato da una membrana di metallo sulla quale sono stati prodotti resistori in silicio policristallino, film sottile. La pressione sulla membrana produce la deformazione di questi piezoresistori, e di conseguenza, la variazione della loro resistenza. Sono prodotti dalla Philips-Elcoma.

Dentro al corpo umano: sensori impiantabili

Uno dei campi dove vengono sfruttate le ridotte dimensioni dei sensori allo stato solido, è quello della ricerca biomedica.
In queste applicazioni sofisticate, il sensore è costituito da un elemento al silicio, sensibile agli sforzi meccanici, sotto forma di resistore diffuso nel centro del materiale. Il contatto elettrico agli estremi è effettuato tramite piazzole dorate.

Ciascuna estremità è fornita, inoltre, di un piccolo anello di silicio che serve da ancoraggio ai fili di sutura, usati per l'impiantazione nel corpo (*figura 5*).

La fabbricazione avviene riducendo il silicio allo spessore di 60 μm, ottenuta con un processo chimico. Lo strato inferiore viene ulteriormente inciso con KOH fino a portarlo a 30 μm in corrispondenza del resistore. L'elemento sensibile resiste ad un momento torcente di 0,5 g per cm e ad una trazione di 50 g, prima di rompersi. La resistenza misurata ai capi del dispositivo è proporzionale alla forza applicata, senza fenomeni di isteresi, se non si oltrepassa il 10 % del carico di rottura.

Modulo-sensore di pressione prodotto dalla TELEFUNKEN Electronic (Tel. 02/617981). Questo modulo comprende il sensore di pressione vero e proprio (basato sul noto effetto piezoresistivo), un amplificatore in circuito ibrido, film spesso, e un sistema di compensazione della temperatura. Particolarmente adatto ad essere impiegato in campo automobilistico.

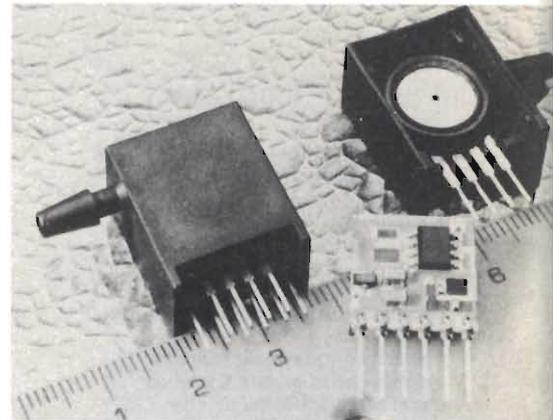
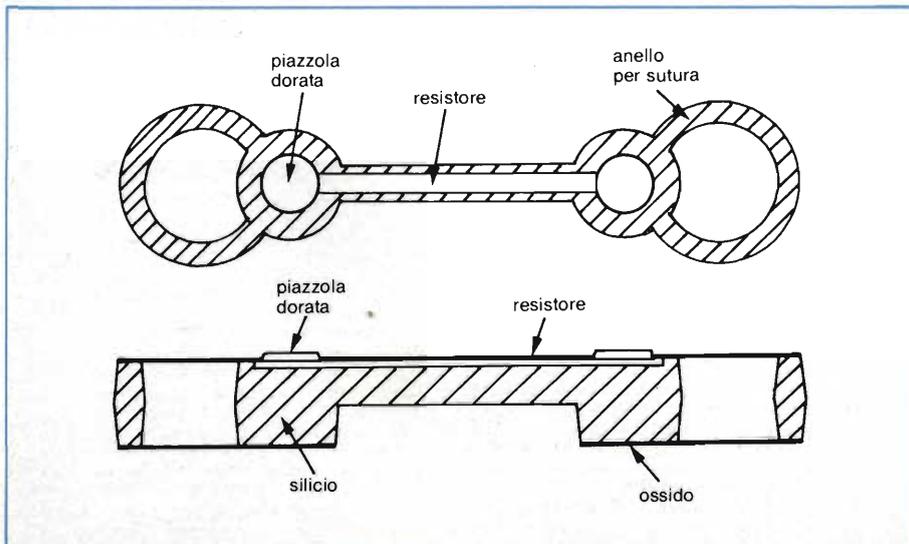



Fig. 5 - Vista dall'alto ed in sezione di un sensore impiantabile nel corpo umano. Notare, alle due estremità, gli anelli di ancoraggio per i punti di sutura.

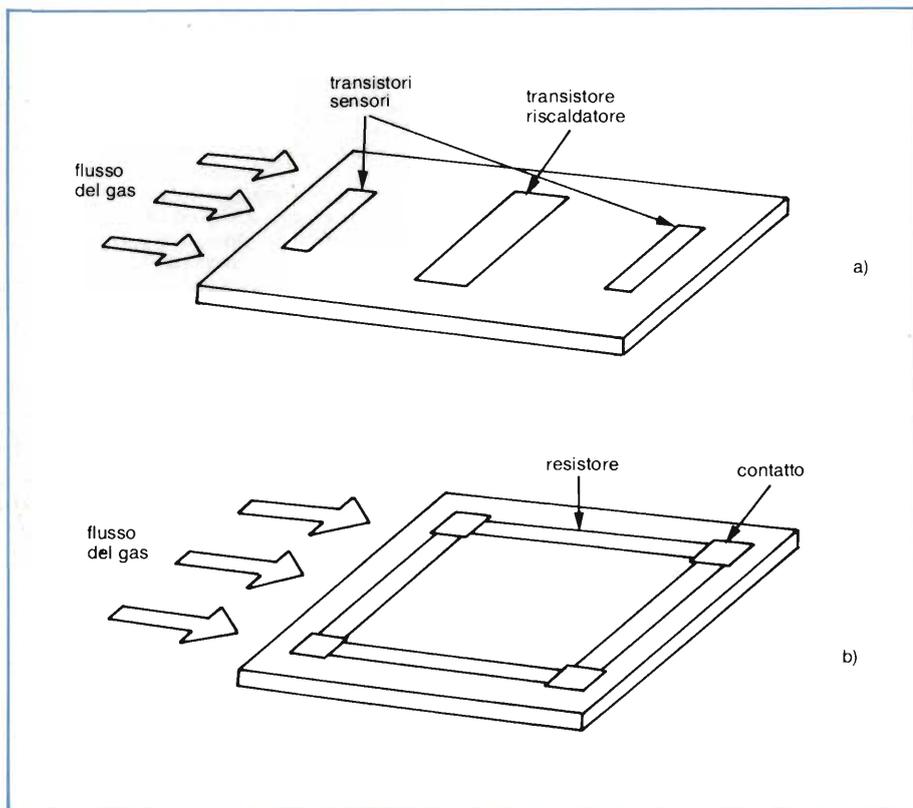



Fig. 6 - Due diversi tipi di sensori di flusso. Entrambi sono basati sullo stesso principio fisico, ma hanno diverse geometrie costruttive.

Un altro interessante campo riguarda i *misuratori di flusso* adatti per gas e altri fluidi. Le aree di applicazione di questi particolari sensori vanno dai sistemi di carburazione, alla misurazione dell'energia, ai controlli di processo alle applicazioni biomediche (ricerche sull'apparato respiratorio, sulla circolazione sanguigna ecc..)

Un tipico trasduttore di flusso è visibile in *figura 6a*. Esso consiste di un transistore, che funge da elemento riscaldante, posto al centro, e da altri due transistori, cioè i sensori veri e propri, posti ai lati.

Il dispositivo lavora sul principio della sottrazione di calore, effettuata da un gas in movimento, su di una superficie riscaldata. Si crea così una differenza di temperatura a monte e a valle dell'elemento riscaldante, che viene rilevata dai due transistori esterni.

La legge di trasduzione è una funzione complessa della configurazione fisica del sensore e dipende dalla radice quadrata della velocità del flusso. La relazione può, tuttavia, essere considerata lineare, se la differenza di tempe-

Sensore magnetoresistivo KMZ 10 prodotto dalla Philips-Elcoma. Presenta notevoli vantaggi sugli analoghi dispositivi basati sull'effetto Hall. Riesce a rilevare infatti deboli variazioni di campo magnetico (dalla cc a molti MHz). Impiegato insieme ad un magnete permanente, il KMZ 10 riesce a trasformare queste variazioni magnetiche in misure lineari (o angolari) di spostamenti che possono andare da pochi millimetri fino a decine di centimetri, con una risoluzione dell'ordine di 1 micron! La foto riporta il chip di questo sensore costituito da sottili resistori di permalloy formati su un substrato di silicio. I quattro resistori sono collegati in un ponte di Wheatstone.
In realtà, per aumentare la sensibilità, ogni "resistore" del ponte è formato da una serie di striscette piezoresistive.

ratura fra i due sensori è piccola e viene mantenuta una differenza di temperatura costante fra il chip e il gas da misurare. Quest'ultima richiesta viene soddisfatta collocando un altro transistore nel flusso del gas, ad una certa distanza dal chip, ed usando la tensione base-emettitore come riferimento della temperatura del gas. La temperatura del chip è, invece, misurata attraverso la tensione base-emettitore del transistore che agisce da sensore, posto a valle del flusso. La differenza fra queste due tensioni viene amplificata da un amplificatore operazionale, la cui uscita pilota il transistore riscaldatore posto al centro del chip.

L'effetto ottenuto è, quindi, una differenza costante di temperatura fra gas e chip, come in effetti si voleva. L'uscita dei due sensori viene inviata, invece, ad un altro amplificatore operazionale, la cui uscita viene elevata al quadrato da un apposito circuito, ottenendo una misura lineare della velocità del gas.

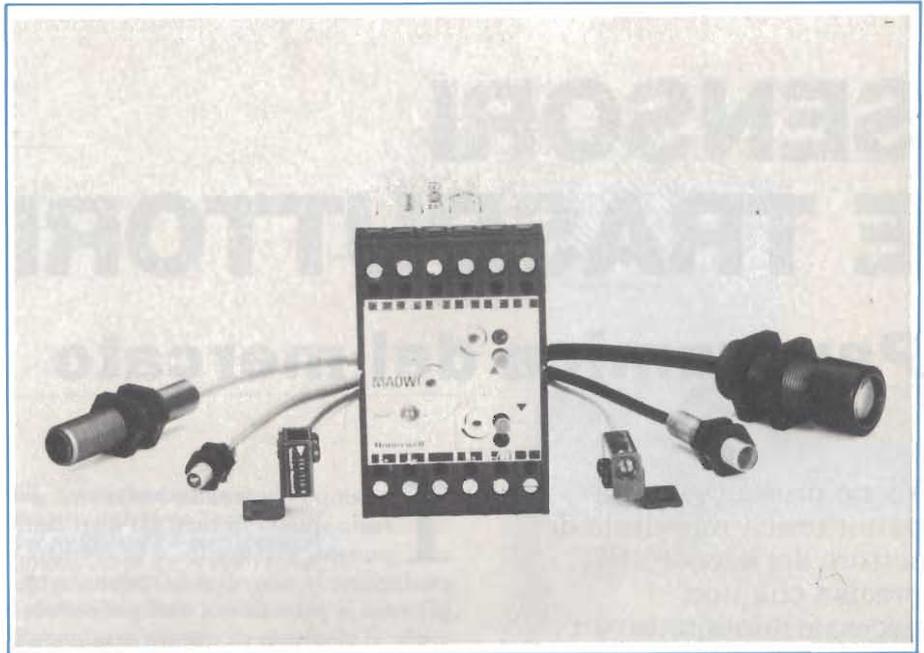
Nuova linea di sensori fotoelettrici miniatura serie FF-MC Honeywell, collegati all'amplificatore della serie FF-MA.

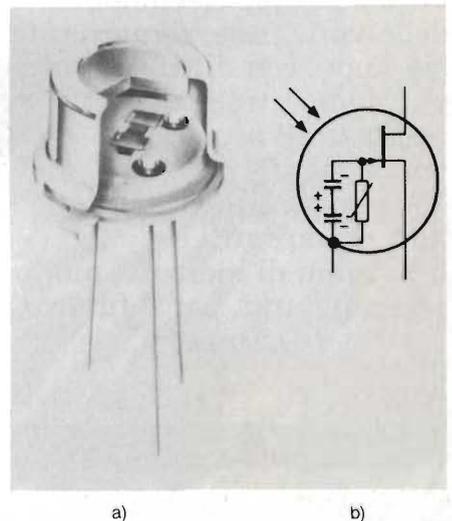
Diverse geometrie per i sensori di flusso

Un altro sensore di flusso, basato sullo stesso principio, ma con una diversa geometria, è mostrato in *figura 6b*. In questo tipo vi sono quattro resistori, diffusi su di un substrato di silicio di tipo p, collegati fra loro in configurazione a ponte di Wheatstone. Il flusso del gas da misurare raffredda i resistori perpendicolari al flusso stesso in maniera maggiore che non i resistori paralleli al movimento del gas. La differenza di resistenza provoca uno sbilanciamento del ponte, fornendo un segnale sulla diagonale d'uscita, proporzionale alla velocità del flusso.

Riprendendo il discorso sui *sensori del punto di rugiada*, citati in un precedente paragrafo, ne forniamo ora qualche chiarimento costruttivo.

Essi consistono di un transistore planare NPN, posto al centro di un chip di silicio, la cui tensione base-emettitore fornisce la misura della temperatura del chip stesso.

Il transistore è circondato da conduttori disposti come tante "dita", della larghezza di 15 μm, formati da alluminio vaporizzato sullo strato di ossido di silicio SiO_2, di 1 μ di spessore. Le strisce conduttive costituiscono, in pratica, un condensatore del valore di circa 20 pF. Tutto il chip è montato su di un dispositivo di raffreddamento ad effetto Peltier. Quando il vapore condensa sul chip, la capacità del condensatore aumenta ad un valore compreso fra 40 ed 80 pF. La tensione base-emettitore del transistore, letta nel momento della variazione di capacità, fornisce la temperatura del punto di rugiada (dew point).

Questo sensore è molto preciso, date, anche, le piccole dimensioni che non alterano le condizioni di misura, ed ha un'accuratezza di ± 0,2 °C.

Gli effetti di isteresi possono essere minimizzati, facendo lavorare il dispositivo ad una bassa impedenza costante, ottenuta regolando la corrente del raffreddatore onde tenerne l'impedenza ad un livello basso. Un ulteriore vantaggio offerto da questo sensore è la sua insensibilità agli agenti contaminanti; può, inoltre, essere integrato su di un singolo chip, con altri elementi circuitali, e formare così un sistema di misura completo. ■

Sensore-rivelatore di infrarosso tipo RPY 97. È formato da due elementi piezoelettrici ceramici (2,1 x 0,9 mm) È capace di rivelare variazioni di temperatura inferiori a 1 °C. A destra è indicato il circuito elettrico equivalente. È prodotto dalla Philips-Elcoma.

Bibliografia

1) L. Cascianini - *Sensori magnetoresistivi* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 9/1983 pag. 37.

SENSORI E TRASDUTTORI

Panoramica del mercato

Viene presentata una panoramica mondiale del settore dei sensori. Si precisa che non necessariamente tutti i trasduttori citati sono disponibili sul mercato italiano, per lo meno alla data attuale, ma che comunque ciò non deve essere di ostacolo alla completezza dell'informazione ed al costante aggiornamento. Vengono infatti riportati gli ultimi sviluppi tecnologici delle varie case, riguardanti sia nuovi tipi di trasduttori che nuovi principi fisici applicati ai sensori tradizionali.
Vengono infine presentati dati riguardanti le previsioni di mercato, molto incoraggianti, per il futuro.

a cura della Redazione

Il campo dei trasduttori, come del resto quello di tutti gli altri componenti elettronici, è in continua evoluzione in uno sforzo tendente a migliorare le prestazioni e ad abbassare i costi. Il risultato di questa tendenza è una corrispondente espansione delle applicazioni in campo scientifico, industriale, aerospaziale, militare, medico e consumer. Per inquadrare meglio un campo così vasto, prima di passare alla rassegna dei più recenti sviluppi, diamo un'occhiata alla *tabella 1*, che mette in relazione i principi fisici dei vari trasduttori (trattati in dettaglio in altra parte dalla rivista), con le grandezze che con essi possono essere misurate.

Che pressione c'è in questo punto?

Una delle grandezze più ... misurate è certamente la *pressione*, e proprio per questo le principali case costruttrici dedicano sforzi particolari a tale tipo di sensori, magari ricorrendo alle più moderne tecnologie dei semiconduttori. La *Foxboro/ICT*, ad esempio, ha sviluppato un chip-sensore a stato solido piezoresistivo (il modello *282*) che costituisce la base di una nuova linea di sensori di pressione.

Come è possibile vedere in *figura 1*, il miglioramento introdotto consiste nel fissare il chip ad uno strato di vetro stabile (pyrex) anziché ad una piastri-

Tabella 1 - Grandezze fisiche misurabili dai vari tipi di sensori

	Grandezza da misurare								
Tipo	Forza	Pressione	Posizione	Spostamento	Velocità	Accelerazione	Vibraz. - Shock	Prossimità	Temperatura
Capacitivi	x	x	x	x		x	x	x	
Estensimetrici	x	x	x	x	x	x	x		
Piezoelettrici	x	x		x	x	x	x		
Potenziometrici	x	x	x	x					
Trasformatore differenziale	x	x	x	x	x	x			
Correnti parassite			x	x	x			x	
Induttivi			x	x	x		x	x	
Magnetoresistivi			x	x				x	
Termocoppia									x
Termistori									x
A semiconduttori									x

Fig. 1 - Sezione dei sensori modello 282, della Foxboro/ICT, per evidenziare il nuovo design (a) con substrato in vetro pyrex. In (b), la vecchia versione con substrato in silicio.

Sensori di pressione prodotti dall'ELECTROMATIC (Tel. 02/937-4381). Sono sensori di prossimità e di livello, (di tipo induttivo, capacitivo o a semiconduttore), fotosensori e sensori di temperatura. A destra sono indicate alcune applicazioni.

na di silicio. Il chip viene utilizzato nella famiglia, denominata 1800, di sensori adatti per montaggio su circuito stampato. Il loro package esterno è il TO-8 e presentano una precisione (che comprende assieme linearità, isteresi e ripetibilità) che va dal ±0,1 allo 0,025 %; la gamma di pressioni varia da 0 a 5 oppure da 0 a 200 p.s.i. (pound/square inch, equivalente a 0,07 kg/cm^2).

La compensazione in temperatura viene effettuata per mezzo di resistori a strato metallico, il cui valore, determinato tramite elaboratore elettronico, viene fornito per ogni singola unità. L'eccitazione viene prodotta da una corrente costante di 1,5 mA; la tensione d'uscita è di 100 ± 25 mV per il tipo a maggior tolleranza (0,1%), mentre è di 75 ÷ 150 mV per i dispositivi a tolleranza più ristretta (0,025%).

Il chip modello *282* viene usato anche in un modello più costoso (il modello *27*) che incorpora un diaframma protetto in acciaio inox, per l'uso in ambienti corrosivi. L'unità è prevista, infatti, per controlli di processo, e viene fornita in 4 gamme di pressione (0-100; 1000; 2000; 3000 p.s.i.). La precisione è del ± 0,25% e la tensione in uscita è di 5 V; non è richiesta l'alimentazione stabilizzata. È disponibile anche un'opzione a due fili, con eccitazione standard da 4 a 20 mA.

Un'altra casa costruttrice che sta battendo la strada della riduzione dei costi è la *Sensym*, che ha rilevato recentemente l'intera linea di trasduttori della *National Semiconductor*. Pur già di ottimo livello qualitativo (condizionamento integrale del segnale, elevato/livello d'uscita, ampia gamma di packages per i diversi segmenti del mercato), i trasduttori sono stati ulteriormente migliorati e offerti in un pac-

Fig. 2 - Sezione che mostra la complessa struttura dei nuovi sensori di pressione della Sensym. L'apertura in basso è presente solo per i tipi destinati a misure relative (rispetto alla pressione atmosferica).

Fotosensori in custodia filettata (M8, M12, M30, prodotti dalla ELESTA (Tel. 031/269524). È interessante la versione trasmettitore/ricevitore. L'uscita di questi sensori può pilotare direttamente un relè. Alcuni prevedono il collegamento ad un cavo in fibra ottica. La distanza di attuazione va da 10 a 2500 mm. L'alimentazione è 10 ÷ 36 V cc. Le uscite sono disponibili in PNP/NPN per un carico di 100 ÷ 200 mA.

kage di base che può essere personalizzato dall'utente stesso.

La Sensym ha, in sostanza, modificato il progetto originale, che comprendeva il chip del sensore più altri cinque chip (un amplificatore operazionale quadruplo, un J-FET duale e tre transistori) per un totale di 30 fili di interconnessione, con un chip del sensore (vedi *figura 2*) ed un unico circuito integrato, riducendo il numero dei fili a 16, circa la metà. Il tutto viene incapsulato in silica-gel tramite resine epossidiche. Si è, così, ottenuto un maggior livello di affidabilità, grazie al minor numero di collegamenti ed alla migliore protezione. La compensazione di temperatura è effettuata da resistori tarati da un raggio laser durante la fase di caratterizzazione del prodotto.

Fig. 3 - In questo trasduttore della Rosemount, un secondo diaframma rende insensibile il dispositivo alle vibrazioni esterne.

La compensazione in temperatura: un costo aggiuntivo

È stato detto che la compensazione delle variazioni di temperatura è necessaria, se si vogliono ottenere buone prestazioni; essa però va ad aumentare il costo dei sensori. I metodi usati sono diversi (vedi riquadro), ogni casa adopera sue tecniche particolari.

L'*Ametek*, ad esempio, usa il già citato metodo della regolazione, mediante raggio laser, dei circuiti ibridi di compensazione dei suoi modelli *5701* e *55A*, mentre la *Motorola* ha riprogettato la piastrina-base della sua famiglia MPX (MPX50 da 0 a 7,5 psi; MPX100 da 0 a 15 psi ed MPX200 da 0 a 30 psi) per contenere un circuito di compensazione sul chip stesso del sensore, con uscita dell'ordine dei 50 mV.

Un altro fattore che contribuisce ad aumentare il costo dei sensori è costituito dalla protezione necessaria qualora i dispositivi vengano a contatto di gas o liquidi corrosivi. In questi casi è necessario un diaframma in acciaio inox; malgrado questo elemento in più, le case cercano di contenere i costi mediante l'ottimizzazione dei processi produttivi. Un esempio, in questo senso, è costituito dalla *Barksdale Controls*, con la sua serie 300/302, dalle ottime prestazioni, ad un prezzo contenuto. Anche la *Microswitch* ha una linea di sensori protetti, la seie 230PC, fornita nelle gamme 0-15, 30, 60 e 100 psi.

Costituiti da 4 piezoresistori montati a ponte, hanno i consueti resistori a film spesso, tarati a laser, per ottenere l'azzeramento e la sensibilità desiderate, mentre la compensazione di temperatura avviene mediante un termistore. L'uscita del modello da 100 psi è di 100 mV, con un'alimentazione di 10 V. La linearità è dello 0,5 % fondo scala, mentre l'isteresi e la ripetibilità hanno un valore tipico dello 0,25 %. Il campo di temperatura, infine, è compreso fra —30 e +70 °C.

Altissima precisione con i sensori al quarzo

Un sensore di pressione assoluta (cioè riferita al vuoto) con elevatissime prestazioni, è quello sviluppato dalla *Rosemount*.

Si tratta di un elemento capacitivo al quarzo, che costituisce il materiale del diaframma sensibile. Il quarzo è stato scelto perché si comporta come un materiale elastico pressoché perfetto, conferendo al sensore eccezionali caratteristiche di ripetibilità, isteresi e risoluzione. Il quarzo, inoltre, possiede il coefficiente di dilatazione termica più basso fra tutti i materiali di solito usati nei sensori di pressione.

Per rendere insensibile il dispositivo alle vibrazioni ed alle accelerazioni, è stato aggiunto un secondo diaframma (*figura 3*) dal lato non soggetto alla pressione, identico al primo. La pressione da misurare interessa solo il primo diaframma, mentre le vibrazioni si ripercuotono in misura uguale su entrambi i diaframmi, annullandosi.

Il segnale in uscita dal sensore viene inviato ad uno speciale circuito di condizionamento, brevettato, consistente in un oscillatore e relativo controllo, in un rivelatore, in un circuito di compensazione della temperatura ed in un amplificatore d'uscita.

Il segnale viene così portato ad alto livello (5 o 10 V) con una eccitazione di 12÷15 V. La compensazione di temperatura è efficace nel campo —20 +50°C, nel quale si ha una stabilità dello 0,09 %!

Pure ottima la precisione statica (che include l'isteresi, la ripetibilità, la risoluzione e la non-linearità), migliore dello 0,031 %.

Il dispositivo è montato in unità barometriche di precisione, come il modello *1201F1B*, previsto per stazioni meteorologiche, altimetri per aviazione, sia civile che militare. Il prezzo è, ovviamente, piuttosto alto (1000 dollari negli USA), ma è pienamente giustificato dalle prestazioni.

Sensori di temperatura: un settore davvero ... caldo

Da stime effettuate risulta che i sensori di temperatura installati siano 10

Sensore di pressione a film spesso, prodotto dalla MARELLI AUTRONICA. Il suo principio di funzionamento è basato sulle proprietà piezoresistive di resistori realizzati in film spesso e collegati in un ponte di Wheatstone serigrafato su un diaframma di allumina (Al_2O_3), solidamente applicato su un supporto rigido dello stesso materiale. In film spesso è realizzato anche l'amplificatore del segnale di uscita del ponte; l'amplificatore è compreso nello stesso involucro.

Una soluzione per la compensazione di temperatura: la configurazione a ponte

Una gran varietà di sensori estensimetrici è basata su una configurazione a ponte: trasduttori di forza, pressione, velocità, spostamento, accelerazione ed altre grandezze fisiche. Gli elementi sensibili sono costituiti da resistori, il cui valore è in funzione degli sforzi applicati, e che possono essere di quattro tipi, il primo dei quali è il tipo *non incapsulato*. Esso consiste di fili avvolti attorno a sostegni in zaffiro e fissati alla struttura deformabile. Il tipo *incapsulato* è composto da elementi resistivi, a filo o a nastro, incollati ad un sottile substrato isolante di materiale plastico. Il tutto viene cementato al diaframma o alla barretta che si deforma sotto la sollecitazione che si vuole misurare. Un terzo tipo a *film sottile*, depositato mediante la tecnica dello "sputtering" direttamente sul diaframma, presenta ottime caratteristiche di affidabilità ed accuratezza a lungo termine. Infine abbiamo il tipo *piezoresistivo*, sia diffuso sul chip che impiantato ionicamente.

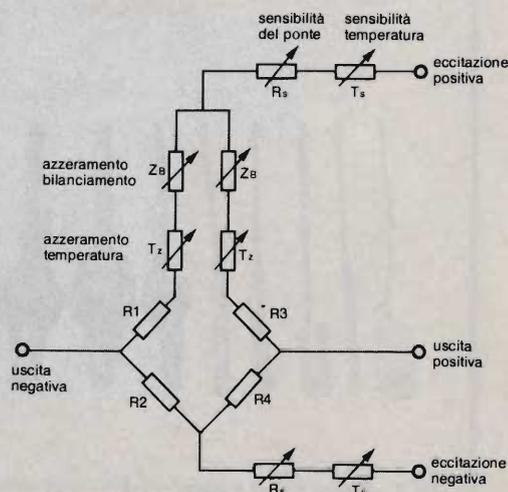
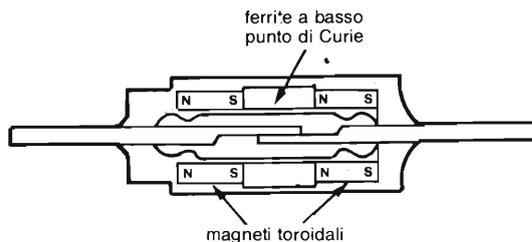
Indipendentemente dal tipo di tecnica, la configurazione a ponte è comune a tutti i sensori citati. La più tipica è quella di Wheatstone, con aggiunti alcuni resistori di bilanciamento dello zero (R_B) e di compensazione della temperatura (R_Z). Questi ultimi possono essere sia esterni che incorporati nel chip, con tecnologia a diffusione, a impiantazione di ioni o a film sottile, e quindi tarati per mezzo del laser. Altre due coppie di resistori provvedono a regolare la sensibilità del ponte (R_S) e la sensibilità rispetto alla temperatura (T_S).

SENSORI

Fig. 4 - Sezione del sensore di temperatura, destinato a soppiantare i bimetalli, della Midwest Corporation. L'elemento sensibile è costituito da un interruttore reed, circondato da due speciali magnetini a basso valore del punto di Curie.

volte superiori a quelli di pressione. Nelle misure termiche, tuttavia, vengono usati solo pochi tipi di sensore, per cui le novità tecnologiche sono proporzionalmente inferiori, anche se soltanto quantitativamente. Nel campo dei termistori, ad esempio, si è ricorso all'incapsulamento ermetico in vetro, per ottenere elevate stabilità dell'ordine di ± 0,05 °C nella gamma da 0 a 70 °C.

Ma gli sviluppi più importanti sono stati effettuati nei sensori di temperatura a semiconduttore, di basso costo. Una casa che si evidenzia in questo settore è la già citata *Motorola*, con la sua linea di transistori/sensori MTS102/103/105. Il tipo MTS102 ha una precisione di ± 2 °C nel campo —40+150°C; il coefficiente di temperatura della tensione base-emettitore è lineare e vale —2,25mV/°C. Gli altri due tipi MTS103 ed MTS105 hanno tolleranze più larghe (±3 e ±5 °C rispettivamente). La stessa linea è disponibile in contenitore SOT23, adatto cioè per montaggio senza terminali secondo la nuova tecnica SMD (Surface Mounted Device) sotto le sigle MMBTS102/103/105. Oltre al più denso assemblaggio sui circuiti stampati, questa serie ha l'ulteriore vantaggio di una più ridotta costante di tempo: 0,4 secondi nei liquidi e 3 secondi in aria libera, rispetto ai 3 ed 8 secondi dei tipi normali, il che consente di ottenere misure più rapide.

Trasduttori di pressione miniaturizzati ENDEVCO

Particolari tecniche innovative hanno permesso la realizzazione di una gamma di trasduttori di pressione (a strain gage) non solo piccoli e con alte risposte in frequenza ma con caratteristiche peculiari che possono essere così riassunte:
— eccellente linearità,
— alta sensibilità,
— eccezionali caratteristiche di stabilità.

esempio: non-linearità pari all'1 % FSO, con 300 mV di uscita per qualsiasi fondo scala scelto, e 10 V di alimentazione.
Gamme da 2 P.S.I. (± 14 KPa) in contenitori dal diametro di appena 2,34 mm (*figura 1*) fino a 50.000 P.S.I.

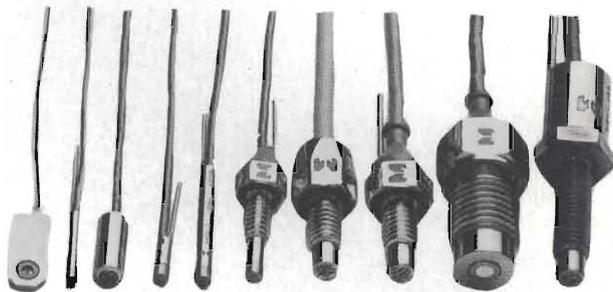
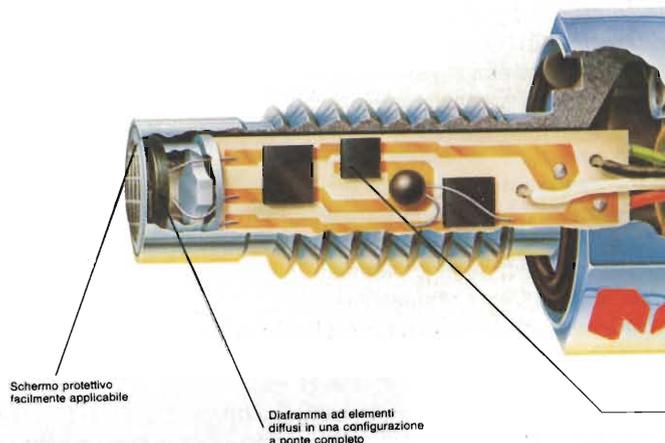
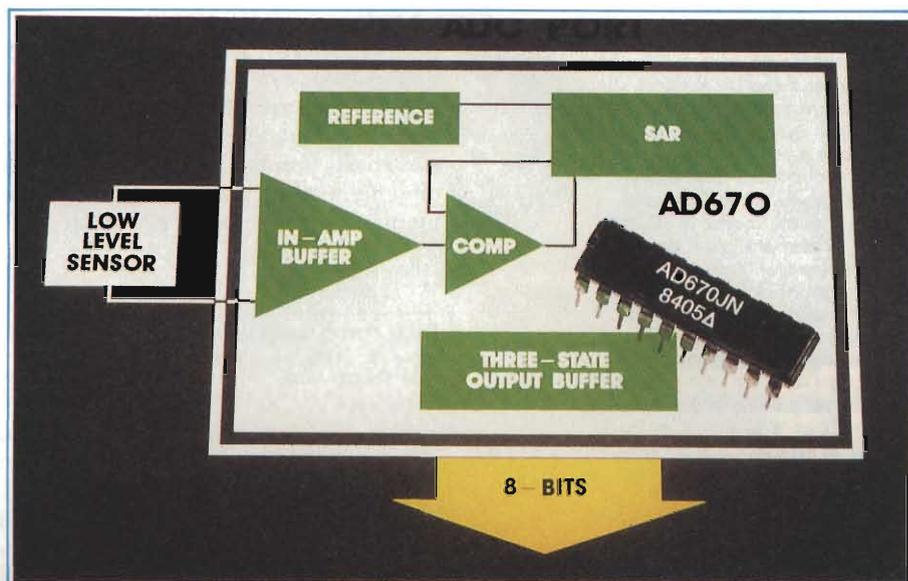



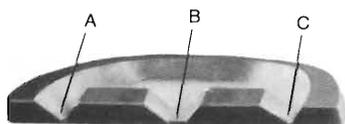
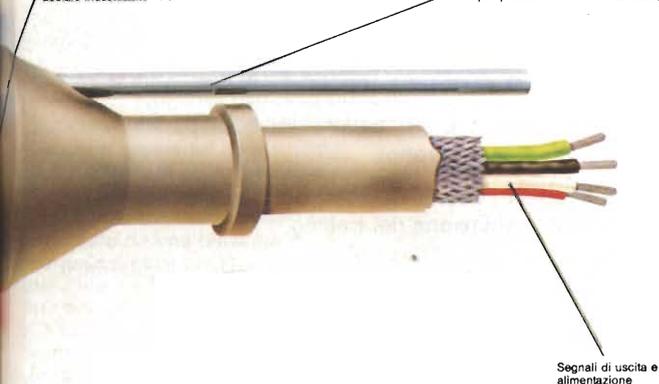
Fig. 1 - Alcuni tipi di trasduttori di pressione ENDEVCO.

I trasduttori sono realizzati con 4 elementi piezoresistivi al silicio, in una configurazione a ponte completo, diffusi su diaframma scolpito in zone ad alta concentrazione di stress. Il diaframma presenta un elevato spessore ai bordi ed in due zone centrali così da avere un'alta concentrazione di stress nei punti A, B, C (*figura 2*), dove gli elementi vengono diffusi. I diaframmi vengono realizzati da un singolo cristallo di silicio le cui proprietà fisiche variano con la direzione nella quale queste vengono rilevate. Questa ed altre proprietà anisotropiche del silicio permettono un accurato controllo della configurazione del diaframma (dimensioni, spessori, ecc...) tale da garantire la qualità del trasduttore.
Nella *figura 3* è indicato un trasduttore completo.
Tra i più significativi trasduttori di questa serie citiamo: l'8506, 8507 (gamma di bassa pressione), l'8510 (gamma bassa-

Un altro esempio di sensore a stato solido è il tipo AD590, a due terminali, prodotto sia dalla *Analog Devices* che dalla *Intersil*. Esso è composto da un complesso microcircuito operante con componenti attivi e passivi, accuratamente accoppiati e tarati a laser, in modo da fornire una legge lineare in uscita, corrispondente a 1 μA/°K.

La *National Semiconductors* è invece presente sul mercato con la sua linea di diodi Zener a due terminali LM135/235/335, la cui caratteristica è una tensione inversa di valore proporzionale alla temperatura assoluta (10 mV/°K). L'impedenza dinamica è inferiore ad 1 Ω ed il campo di lavoro delle correnti di polarizzazione va da 400 μA a 5 mA. Un terzo terminale serve per la calibrazione, tramite un potenziometro esterno. Il dispositivo lavora in una gamma di temperatura piuttosto ampia, da —55 a +150°C (per il tipo LM135).

Gli altri modelli hanno un campo più ridotto (—40+125°C per l'LM235 e —10

Volendo "comunicare" la tensione di uscita di un sensore ad un sistema a microprocessore occorre trasformare la tensione analogica del sensore in una corrispondente informazione digitale, e ciò richiede un convertitore analogico/digitale.
L'Analog Device ha introdotto l'A/DC AD 670, da 8 bit, 10 μs capace di interfacciare direttamente il sensore al microprocessore, senza dover ricorrere ad amplificatori direzionali esterni.

media), l'8511 (gamma elevata), il tipo subminiatura 8514 e l'8530 (per pressioni assolute).
Oltre ai modelli descritti, l'ENDEVCO presenta il modello 8515A "ultra miniature piezoresistive transducer" (per tutte le applicazioni dove non è possibile usare trasduttori di forma cilindrica.

Fig. 2 - Diaframma dei trasduttori di pressione ENDEVCO con indicati i punti di maggiore concentrazione di stress.

Il modello risulta particolarmente piccolo e leggero (peso = 0.08 g.; dimensioni 0.63 mm x 0.63 mm).
Le caratteristiche base del trasduttore in oggetto sono pressoché identiche a quelle dei modelli precedentemente illustrati, e cioè:

— sensibilità: 300 mV FSO (15 e 50 PSIA; 50 PSIS)

— linearità: 0.1% FSO

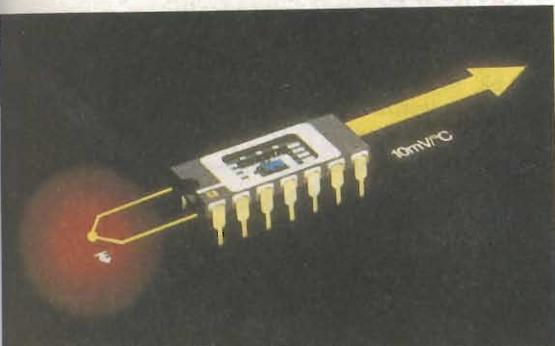
— gamma di temperature: —54°C - +121°C (con compensazione in temperatura).

Per ulteriori informazioni rivolgersi a
TECHNITRON S.r.l.
att. sig. Parmigiani
V.le Milanofiori Pal. E/2
20094 ASSAGO MI Tel. 02/8242112

Via A. Vivaldi, 9
00199 ROMA Tel. 06/837035

Fig. 3 - Trasduttore di pressione ENDEVCO-Visione d'assieme.

SENSORI

Il circuito integrato AD 594 della ANALOG DEVICE (tel. 02/6883831) può essere utilizzato sia in coppia con un sensore di temperatura esterno (come indicato in questa figura) sia da solo come sensore di temperatura vero e proprio, nel qual caso funziona come un termometro calibrato direttamente in °C, e il valore di temperatura è percepito dall'involucro esterno dell'integrato. Nell'applicazione presentata in questa figura, il termoelemento è una coppia bimetallica ferro/costantana, e l'integrato fornisce una tensione amplificata e linearizzata del sensore pari a 10 mV/K entro il campo di temperature tra 0 e 300°C. Oltre all'amplificazione, l'integrato provvede anche alla compensazione del punto freddo (temperatura di riferimento di zero °C), per cui non è più richiesto un riferimento di zero gradi, esterno.

+100°C per l'LM335). La precisione, per tutti e tre i modelli, è di 1°C per un'escursione di 100°C (1%).

L'ultima parte di questa rassegna è dedicata ai più recenti sviluppi dei sensori specializzati. In molti casi si tratta di versioni elettroniche di sensori di tipo meccanico od elettromeccanico.

Fine degli interruttori bimetallici

Un caso tipico è costituito dagli interruttori bimetallici che erano usati un po' dappertutto: nelle automobili, nei televisori, negli allarmi ecc., come dispositivi termici con azione a scatto (aperto-chiuso, se esposti ad una temperatura più alta o più bassa di valore specificato). Dopo essere stata l'unica alternativa per anni, i bimetalli stanno per essere soppiantati da nuovi dispositivi aventi migliori caratteristiche e minori costi.

Uno di questi è stato progettato dalla *TDK*, e dalla Midwest Corp e consiste di un interruttore ad ampolla (reed) i cui contatti vengono tenuti chiusi da due magnetini toroidali (*figura 4*). Il materiale magnetico di cui questi sono costituiti è una ferrite a bassa temperatura del punto di Curie (da 0 a 125°C in incrementi di 5°C). In questi dispositivi, non appena la temperatura supera il punto di Curie, la permeabilità dei magnetini diminuisce bruscamente, il flusso magnetico si annulla ed i contatti si aprono per l'effetto elastico che tende a separarli. Il dispositivo è sigillato ermeticamente e resiste a 3 milioni di operazioni; la resistenza di contatto è più bassa di quella di un bimetallo di

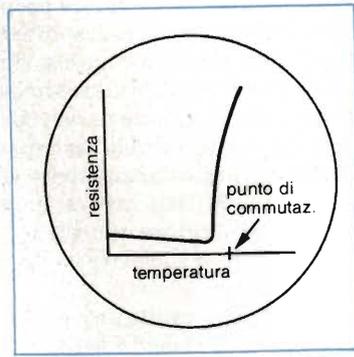



Fig. 5 - Diagramma dell'andamento della resistenza del termistore PTC della Keystone Carbon. Alla temperatura prestabilita, la resistenza passa bruscamente da un valore molto basso a parecchi kΩ.

Vibracoax: un sensore per il controllo del traffico

È costituito da un cavo centrale di rame circondato da materiale ceramico piezoelettrico in polvere, avvolto da una guaina flessibile di rame (*figura 1*).
Quando questo cavo viene compresso (o disturbato meccanicamente in qualsiasi modo), ai capi dei conduttori interno ed esterno di rame si forma un segnale elettrico.

foglio rame
filo rame
ceramica piezoelettrica

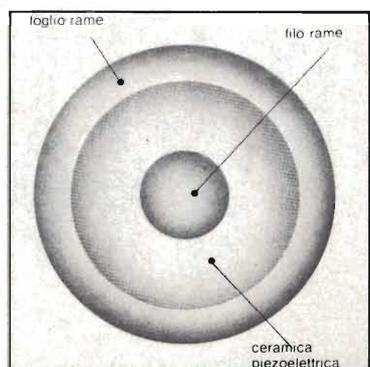



Fig. 1 - Struttura del cavo Vibracoax.

Questo cavo Vibracoax, sistemato singolo o doppio, in varie direzioni attraverso una strada è in grado di indicare:

a) la velocità di un dato veicolo (due cavi paralleli ad angolo retto rispetto alla direzione della strada);
b) la lunghezza del veicolo (due cavi);
c) la distribuzione del carico nel veicolo (un solo cavo trasversale);
d) la larghezza del veicolo (due cavi trasversali);
e) la zona della strada più "battuta" (due cavi paralleli obliqui, più uno ad angolo retto).

Collegato ad altri sistemi di indicazione stradale, può servire per la regolamentazione del traffico.

È prodotto dalla Philips - Divisione Scienze e Industria.

Per ulteriori informazioni rivolgersi a

PHILIPS S.p.A. - Divisione S & I
Viale Elvezia, 2
20052 Monza (MI)
Tel. 039/36351

due ordini di grandezza (milliohm contro decimi di ohm). Le dimensioni tipiche sono 6 mm di diametro e 25 mm di lunghezza ed i contatti possono interrompere potenze fino a 12 VA, con correnti di 0,5 A in chiusura e di 1 A in apertura.

Sempre la *TDK*, unitamente alla *Keystone Carbon*, produce analoghi dispositivi basati sui termistori a coefficiente positivo di temperatura (PTC). Al raggiungimento della temperatura critica (di solito fra i 120 e i 140°C), la loro resistenza passa da meno di 1 Ω a più di 10.000Ω, *figura 5*, trovando applicazione nei circuiti di smagnetizzazione dei televisori a colori o negli starter dei carburatori.

In questo prototipo di cuore artificiale sviluppato all'università di UTAH (U.S.A.) sono stati inseriti sensori di pressione ad elevata sensibilità e sicurezza di funzionamento.
(Foto, cortesia MICROSWITCH, Honeywell).

Un calibro ... elettronico

Per concludere, diamo un'idea delle applicazioni, fino ad ora impensabili, dei moderni sensori e dei microcircuiti associati.

La *Patscenter International Inc.*, un'organizzazione di ricerca e sviluppo con laboratori in 23 paesi, ha realizzato la versione elettronica del calibro a corsoio, usato per misure meccaniche di una certa precisione. Utilizzando la stessa tecnica di stampaggio dei video dischi, vengono ottenuti due elementi ottici lineari trasparenti, con un fitto reticolo di righe opache. I due elementi sono affacciati ed illuminati, da un lato, da una sorgente a raggi infrarossi (diodo LED), mentre dall'altro è posto un rivelatore, anch'esso sensibile all'infrarosso. Poiché uno dei reticoli è fisso e l'altro è mobile con il corsoio, si creano delle figure di interferenza, che vengono contate da un microcircuito integrato ed infine visualizzate su un piccolo display a LED. Il tutto, oltre alle pile per l'alimentazione, è contenuto nel corsoio stesso, grazie alla miniaturizzazione spinta di tutta la parte elettronica.

Lo strumento, denominato Micro 2000, ha una precisione assai superiore a quella dei suoi fratelli meccanici: 2 μ (2 millesimi di 1 mm!) e costa, negli Stati Uniti, 200 dollari.

Fotosensori rivelatori di infrarosso della PHILIPS - ELCOMA (Tel. 02/6752-2335). Possono essere ad un elemento (RPY 86/87, al centro) oppure a due elementi sensibili (RPY 94/95, ai lati). L'elemento sensibile è costituito da una piastrina di ceramica, polarizzata elettricamente, sulle cui facce sono state depositati gli elettrodi. La temperatura della ceramica varia al variare della radiazione infrarossa incidente, per cui, a causa della natura piroelettrica della ceramica, sugli elettrodi si formerà una tensione direttamente proporzionale alla variazione della radiazione incidente.

Un futuro roseo per i sensori

Secondo stime molto attendibili le vendite globali di sensori, a livello mondiale, supereranno il miliardo di dollari nel 1985.

I sensori a semiconduttore, in particolare, passeranno da una quota di mercato del 5 % nel 1982, a una del 20 % nel 1987 e continueranno la loro ascesa, toccando il 40 % nel 1992.

La categoria di sensori più venduta è quella per misure di temperatura, in termini quantitativi. In termini di valore, invece, il primato spetta ai sensori di pressione.

Le previsioni per il 1985, rispetto alle categorie, danno un 39 % ai sensori di pressione, un 25 % a quelli di temperatura; i sensori di posizione e movimento si accaparreranno un 13 %, mentre il restante 23 % sarà suddiviso fra le rimanenti categorie.

Per quanto riguarda le aree di applicazione, il campo automobilistico farà la parte del leone, con il 49 %, seguito dal settore domestico, 27 %; distanziati i settori misura e controllo, con il 14 % e telecomunicazione col 5 %. Pure con il 5 % chiude l'elenco il settore entertainment. ■

SENSORI PER AUTOMAZIONE E ROBOTICA

L'automazione dei processi produttivi, sebbene iniziata soltanto 15 anni fa, ha visto una crescita, non solo quantitativa ma anche qualitativa, veramente notevole. Usata all'inizio per sostituire o sollevare l'uomo dai lavori più gravosi e pericolosi, la robotica viene impiegata in applicazioni sempre più complesse, come l'assiemaggio di apparecchiature e macchine. Questi nuovi compiti, affidati ai robot, richiedono controlli dei movimenti molto precisi e, soprattutto, "organi di senso" assai evoluti. Entrambe queste esigenze possono essere soddisfatte da sensori specificamente progettati.

A cura della Redazione

I lavori di assiemaggio, anche di parti o macchine assai complesse, possono essere suddivisi in un certo numero di operazioni, relativamente semplici, le cui difficoltà possono essere risolte separatamente. Le dimensioni sempre più ridotte e le tolleranze sempre più strette pongono, tuttavia, particolari problemi quando operazioni, anche apparentemente banali, devono essere svolte da macchine automatiche (robot), anziché da esseri umani.

I problemi che i progettisti devono affrontare, nel campo dell'automazione industriale, sono essenzialmente due.

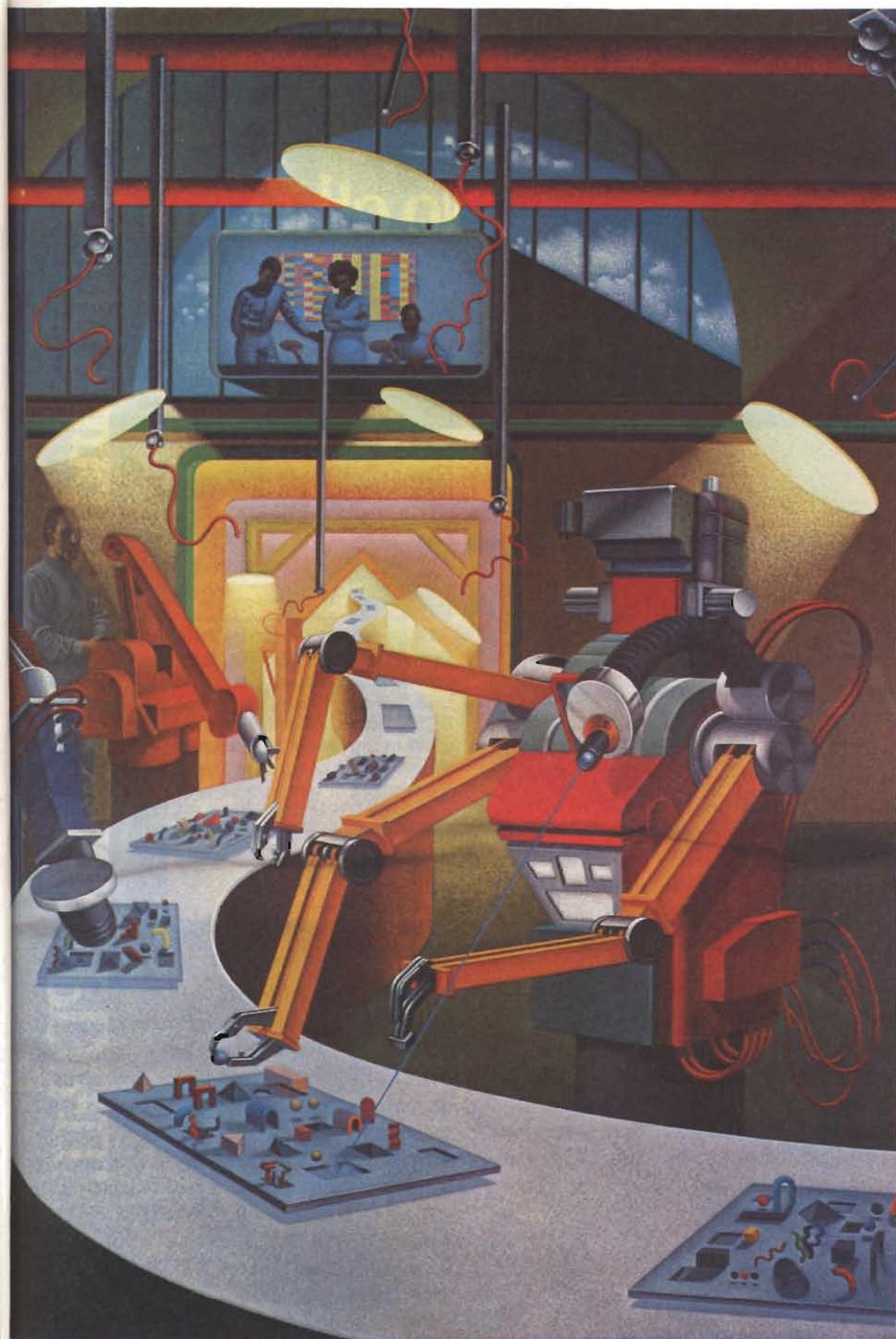
Il primo è costituito dal controllo dei vari movimenti, o gradi di libertà, del braccio del robot e degli organi associati (polso, manipolatore), sia per quanto riguarda il posizionamento iniziale e finale (talvolta con precisione di qualche centesimo di mm), che per il mantenimento di una traiettoria prestabilita, in termini di percorso e di velocità od accelerazione.

Il secondo problema riguarda, invece, il mondo esterno: i robot potranno sostituire l'uomo nei compiti più complessi in funzione della loro abilità a "vedere", "sentire", "distinguere" o ad esercitare pressioni adeguate all'oggetto da manipolare, sia esso fragile o durissimo.

La risposta ad entrambi questi pro-

Tabella 1 - Vari tipi di sensori e loro prestazioni

Controllo movimento	Tipo di sensore	Precisione	Risoluzione	Tempo risparmiato	Elab. segnale	Struttura	Affidabilità	Regolazione	Costo
Ad arresto meccanico	Fine corsa	P	P	D	D	D	D	D	D
	Fotoelettrico	P	P	D	D	D	D	D	D
	A prossimità	P	P	B	D	D	D	D	D
	Sensibile alla pressione	B	D	B	D	D	B	B	D
A servo-meccanismo	Potenziometrico	B	B	D	B	D	B	D	D
	Codificatore assoluto	D	B	D	D	B	D	D	B
	Codificatore incrementale	B	D	D	D	D	B	B	D
	Digitale	D	D	D	B	P	D	P	P
	Trasformatore differenziale (LVDT)	B	B	B	B	D	D	D	D
	Sincrono	B	B	D	B	B	D	B	B

B = Buono   D = Discreto   P = Problematico

blemi è costituita dallo sviluppo di adeguati sensori, sia per il controllo dei movimenti che per la misura ed il riconoscimento del mondo esterno.

Nella *figura 1* è indicato schematicamente il sistema di controllo che un robot richiede per sentire e rispondere ad un dato stimolo.

Sensori per il controllo interno

I robot industriali agiscono in base a sequenze predeterminate di passi successivi, composte da movimenti semplici, chiamati *movimenti elementari*. Un movimento elementare può essere effettuato con tre diverse tecniche:

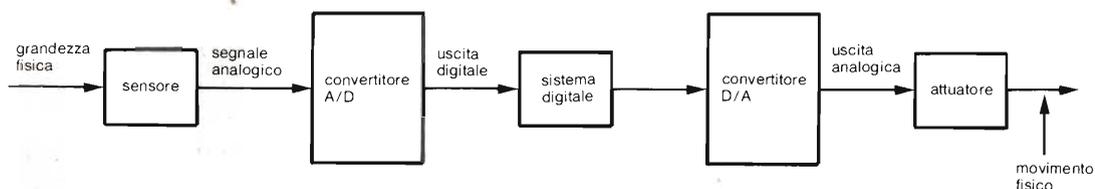
1) per mezzo di arresti meccanici,

2) per mezzo di camme e,

3) per mezzo di un servomeccanismo controllato da un programma.

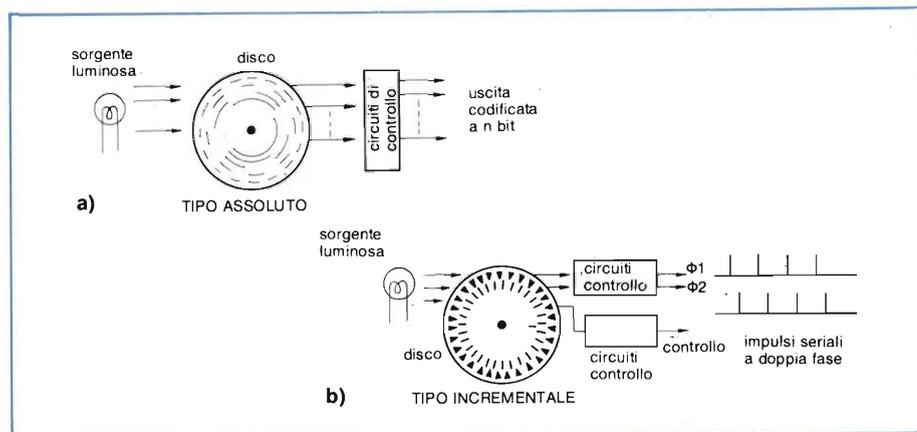
Il primo metodo è strutturalmente semplice, ma può determinare soltanto la posizione ai due estremi del movimento. L'utilizzo di una camma può far operare diversi componenti allo stesso tempo, ma la loro traiettoria è fissa ed occorre, inoltre, sostituire la camma ogni qualvolta si cambia il ciclo di lavorazione. In entrambi i metodi, l'uso di sensori è ridotto all'installazione di interruttori di fine corsa, o simili, con il compito di confermare un avvenuto movimento e dare il consenso al successivo.

È indubbio, a questo punto, la superiorità del servomeccanismo, utilizzato nei robot più complessi e precisi. Con questo metodo è necessario ricorrere a

Fig. 1 - Schema di principio del sistema di controllo di un robot.

sensori di movimento di tipo lineare o rotatorio con elevato grado di precisione e di risoluzione, in quanto è da essi che dipende la precisione globale del robot.

I vari tipi di sensori utilizzati nei diversi metodi citati, unitamente alle loro caratteristiche, sia positive che negative, sono elencati in *tabella 1*. Iniziamo ora una breve trattazione dei tipi più usati.

Encoder incrementali prodotti dalla ISOPELEM - Francia.

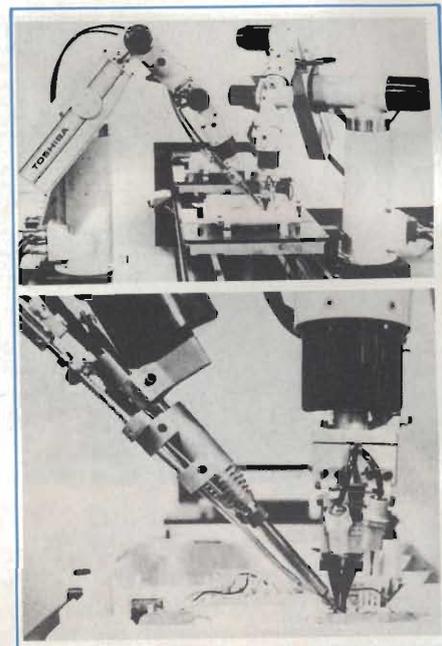
Fig. 2 - Schema di principio dei codificatori di posizione (encoder). Il tipo assoluto (a) genera un codice a n bit, diverso per ogni posizione angolare dell'albero di comando. Il tipo incrementale (b), genera due treni di impulsi sfasati fra loro (01 e 02), nei quali ogni impulso rappresenta uno spostamento angolare unitario e lo sfasamento reciproco permette di conoscere la direzione del movimento. Ad ogni giro viene emesso un terzo impulso (controllo).

Sensori di fine corsa

Questi dispositivi sono usati sia nei movimenti ad arresto meccanico che in quelli servo-assistiti. Un uso frequente è quello che consiste nel posizionarli all'estremità del braccio di un attuatore, per interrompere l'alimentazione se il sistema perde il controllo dei movimenti.

Se non viene utilizzato un fermo meccanico, si ha una grande variabilità del punto di arresto. Talvolta, un sensore di questo tipo viene posto in un punto intermedio della traiettoria, dove costituisce una semplice forma di controllo della velocità o dell'accelerazione o, anche, per indicare una certa fase del movimento.

Sensori fotoelettrici

La loro principale caratteristica è l'affidabilità, in quanto sono privi di contatti meccanici, ma presentano difficoltà nell'utilizzo come controlli di fine corsa, se è richiesta un'elevata precisione. Questi sensori, inoltre, devono essere protetti in modo che le loro prestazioni non vengano deteriorate da polvere, olio o altri contaminanti che vengono prodotti in talune lavorazioni.

Per superare questo inconveniente viene usata una tecnica particolare, che consiste nel modulare la luce che colpisce il sensore, in modo che non venga confusa con la luce ambientale o con altre sorgenti luminose estranee. La precisione può essere migliorata, invece, mediante l'uso di dispositivi ottici di focalizzazione.

Due robot della Toshiba sulla catena di montaggio.
Uno "vede" gli oggetti (sensore CCD), l'altro, giudato dal primo, effettua una serie di operazioni sul prodotto che si trova sul nastro.
Particolare di una operazione di saldatura: un robot tiene il filo, l'altro salda.

Sensori potenziometrici

Questo tipo di sensore è largamente usato, come rivelatore di posizione, in quanto è di basso costo ed abbastanza affidabile. Il tipo classico è costituito da potenziometri a filo, con una risoluzione che va dallo 0,1 allo 0,005%; prestazioni ancora migliori si hanno da parte dei più recenti tipi con elemento resistivo in plastica conduttiva.

La gamma di resistenza è compresa, in genere, fra 1 kΩ e 100 kΩ, a media impedenza, quindi; per soddisfare le varie esigenze operative esistono sia versioni rotative che lineari. Una risoluzione più elevata si ottiene con i tipi multigiro.

Codificatori di posizione (Encoder)

Si basano sul principio di un codice digitale generato da un disco di materiale trasparente, illuminato da una lampadina, che riporta tacche o settori

circolari di materiale opaco (*figura 2*). Sono illustrati sia il tipo *assoluto*, nel quale il codice in uscita rappresenta direttamente la posizione angolare, che il tipo *incrementale*, dove la posizione viene rappresentata da un certo numero di impulsi uguali, contati a partire da un punto di riferimento.

Opportune precauzioni devono essere prese per annullare gli effetti di eventuali disturbi sulle linee che portano i segnali codificati, in quanto si otterrebbero dei falsi posizionamenti.

In tal caso, il programma dovrebbe far ritornare il dispositivo al punto di partenza, effettuando una ricalibrazione, e quindi ripartire.

Il robot riconosce il mondo esterno: sensori all'opera

Per essere in grado di svolgere attività complesse, come quelle connesse con l'assiematura di parti, i robot devono avere la possibilità di riconoscere, in grado più o meno avanzato, ciò che li circonda. Infatti, intorno al robot, sono collocati (*figura 3*) i pezzi da assiemare, posti in contenitori o su pallet se di grosse dimensioni, alimentati da appositi dispositivi se sono piccoli come viti, rondelle ecc; vi sono i vari utensili o i manipolatori intercambiabili per le varie fasi della lavorazione; vi è, infine, la tavola dove la parte da assiemare viene montata pezzo per pezzo.

L'introduzione dei sensori d'immagini allo stato solido, basati sul principio del trasferimento delle cariche (CCD = Charge Coupled Device) ha consentito di dare ai robot, se non proprio la vista, certamente un sistema preciso per riconoscere determinate immagini su uno sfondo in continuo cambiamento. Un tipico esempio è quello nel quale il robot è chiamato a mettere etichette su oggetti presenti su un nastro trasportatore veloce. In questa immagine è riportato il "chip CCD che vede" tipo NXA 1020 della Philips-Elcoma. È un CCD a trasferimento di quadro; produce due campi interlacciati, ciascuno di 289 righe con rapporto di aspetto 4 : 3, e risoluzione orizzontale di 300 linee TV.

Il programma "dice" al robot dove si trovano i vari elementi, ma se qualche pezzo non è orientato correttamente, o ha dei difetti, il risultato dell'operazione viene compromesso. Nei robot più evoluti esiste, quindi, la possibilità di ricavare autonomamente informazioni che riguardano:

1) posizione ed orientamento di pezzi e utensili,

2) configurazione, qualità e colore dei pezzi,

3) conferma dello stato di avanzamento del ciclo,

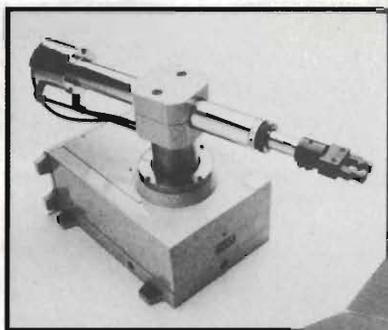
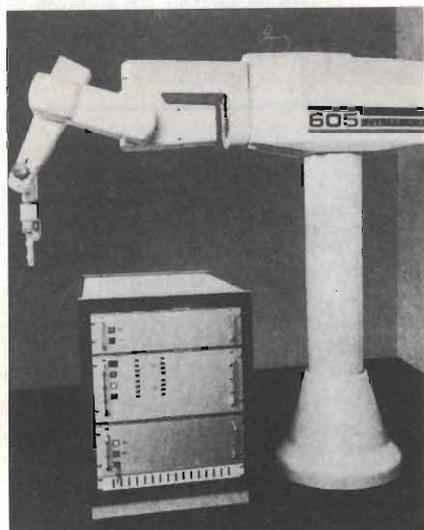
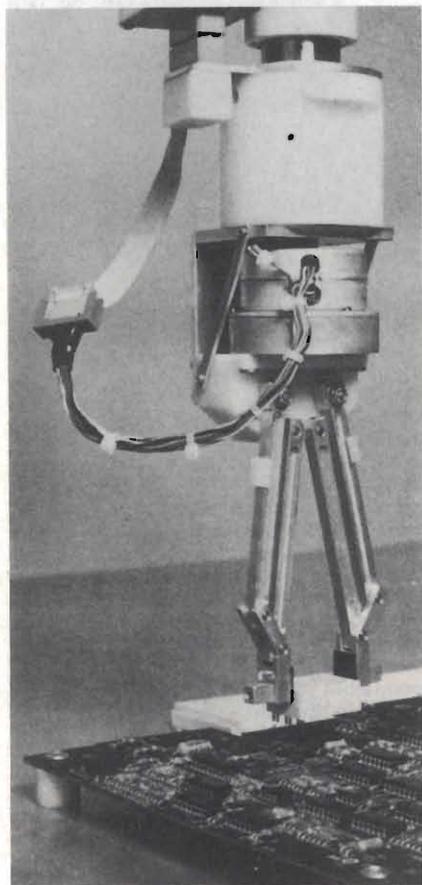
4) controllo del lavoro effettuato,

5) conferma del completamento del ciclo.

Fig. 3 - Tipica stazione di montaggio, servita da un robot industriale. Si possono notare le parti da montare, suddivise in grandi e piccole, gli utensili di ricambio per le varie fasi e l'unità di controllo del robot stesso.

speciale

SENSORI

Una delle caratteristiche particolari degli attuali robot è quella di poter "cambiare mestiere", passare cioè, da un dato lavoro ad un altro nell'ambito di una fabbrica, semplicemente cambiando la loro programmazione. Nella figura sono riportate due versioni del robot 605 prodotto dalla Intelledex, particolarmente adatto per l'assemblaggio di piastre a circuito stampato.

Minirobot ad elevata precisione prodotti dalla SEIKO Instruments. I robot aumentano la produttività; non sono mai stanchi; non sbagliano mai; non hanno incidenti; non fanno altro che lavorare, lavorare, e non si stancano mai. Nessuno può batterli in velocità e precisione per fare operazioni-base di assiemaggio e manifattura.

Prendendo, quindi, come riferimento i cinque sensi del corpo umano, i robot dovrebbero avere, idealmente, dei sensori per svolgere le seguenti funzioni:

A) senso visivo (vista),

B) senso tattile, senso di prossimità, senso di forza e pressione (tatto),

C) senso auditivo (udito),

D) senso olfattivo (olfatto),

E) senso gustativo (gusto).

Per quanto riguarda gli ultimi due, gusto ed olfatto, lo stato attuale della tecnica robotica li considera impossibili a realizzarsi. Per gli altri, proponiamo un'interessante classificazione (*vedi tabella 2*), circa le tecniche impiegate per raggiungere l'effetto equivalente a quello di ciascuno dei cinque sensi. Nella tabella compare, fra gli altri dati, l'indicazione del numero delle dimensioni coinvolte.

Varrà la pena, a questo proposito, aggiungere alcune importanti considerazioni.

Zero, una, due, tre dimensioni

— *Riconoscimento a zero dimensioni*

Non si tratta di un'assurdità, ma si intende, semplicemente, che a questo tipo di rilevamento è associata una caratteristica adimensionale, come un singolo punto o la sua temperatura. Non è possibile, in quest'ultimo caso, il riconoscimento termico di un "pattern", ma solo del valore medio di una certa area.
I segnali, relativi a caratteristiche adimensionali, sono facili da elaborare.

— *Riconoscimento a una dimensione*

Determina la condizione di un oggetto lineare, o con forte prevalenza di una dimensione sulle altre due. I segnali ricavati sono un po' più complessi da elaborare.

— *Riconoscimento a due dimensioni*

È relativo alla condizione di un oggetto essenzialmente piatto. Il riconoscimento è possibile ma è difficile integrare i segnali nella forma necessaria per la successiva elaborazione dei dati di controllo.

— *Riconoscimento a tre dimensioni*

Rileva le condizioni di un oggetto in tutti e tre gli assi cartesiani. È una tecnica assai complessa da realizzare, a meno che non si operino delle notevoli semplificazioni e siano imposte numerose condizioni di controllo.

Una tecnica molto promettente è quella che consiste nell'elaborare le immagini tridimensionali di una telecamera industriale, proiettate su di un piano, basandosi sulle regole della prospettiva e sulle luci e ombre dell'immagine.

Il riconoscimento delle immagini è oggetto di un'intensa ricerca per la sua evidente importanza, non solo nel campo dell'automazione industriale. Questo settore di ricerche utilizza addirittura tecniche che sono state sviluppate nel corso di studi di quella che, nei testi di lingua inglese, viene chiamata *AI* (*A*rtificial *I*ntelligence), cioè intelligenza artificiale.

Un recentissimo sviluppo, in questo campo, è il metodo "per confronto" usato dalla inglese *CRS* (*C*omputer *R*ecognition *S*ystem).

L'immagine generata da una telecamera (*vedi figura 4*), da 512 pixel per 512 pixel, viene confrontata con una serie di 32.000 maschere, generate casual-

Tabella 2 - Tecnologie impiegate per ottenere gli stessi effetti dei sensi umani

Senso / Funzione	Senso visuale	Senso tattile	Senso di pressione	Senso auditivo	Senso di prossimità
Posizione dell'oggetto e passo successivo del ciclo	Telecamera industriale Δ2 Olografia laser Δ3 Sensori fotoelettrici □0 Interfer. laser?1	Sensori fine corsaΔ2	Non richiesto	Olografia ultrason?3	Sensori prossimità ?0
Configurazione del colore eccitato dell'oggetto	Telecamera industrialeΔ2 Sensori□0 OlografiaΔ3 a laser	Sensori a toccoΔ2	Non richiesto		Sensori a correnti parassite□1
Conferma stato avanzamento ciclo	Telecamera industriale□2 Sensori fotoelettrici□0	Sensori fine corsa□0 Sensori fluidici□0 Sensori di vuoto□0	Celle di carico□0 Sensori semiconduttore □0 Sensori lineari?1	Analisi vibrazione Δ1	Sensori prossimità □0
Controllo dati	Telecamera industrialeΔ2 Sensori fotoelettriciΔ0		Sensori meccanici	Analisi vibrazioneΔ1	
Conferma fine Ciclo	Telecamera industrialeΔ2 Sensori fotoelettrici□0	Sensori fine corsa□ Sensori a nastro?1 Sensori estensimetrici□1	Come sopra		Sensori prossimità□0

NOTE □ : In applicazioni/Prossimo futuro
Δ : In sviluppo
? : Molti problemi da risolvere
0,1,2,3 : Numero di dimensioni coinvolte-Vedi testo

SENSORI

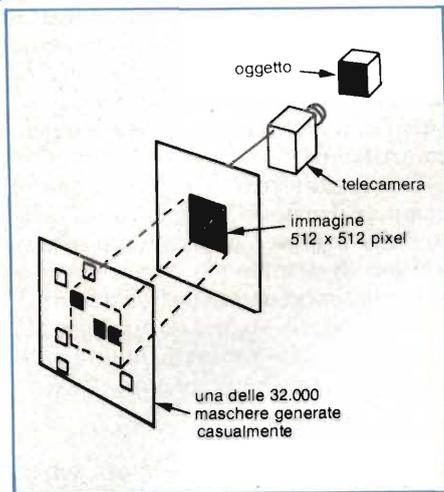



Fig. 4 - Riconoscimento delle immagini tridimensionali, basato sul metodo del confronto con maschere generate casualmente. La ricostruzione avviene utilizzando solo alcune delle possibili 32.000 maschere, cioè dove i pixel bianchi (luci) e neri (ombre) combaciano con quelli della telecamera.

mente, ognuna delle quali contiene 8 bit, corrispondenti ad altrettanti pixel, che possono essere bianchi o neri (zone illuminate o zone in ombra). L'immagine viene ricostruita sommando le varie maschere con i pixel combacianti e scartando tutte le altre. È richiesta una notevole quantità di memoria, 1 Mbyte ($32000 \times 2^8 \times 8$).

Sensori tattili: sviluppi recenti

Un'altra direzione in cui la ricerca è molto intensa, è quella dei *sensori tattili*. Il raggiungimento di una buona funzionalità, in questo campo, è il prerequisito per affidare ai robot lavori sempre più complessi.

Accurati studi preliminari hanno accertato che ciascun polpastrello delle nostre dita possiede la bellezza di 20.000 terminazioni nervose, ma che, tuttavia, la risoluzione ottenibile è "solo" di circa 1 mm; vale a dire che noi, ad esempio, percepiamo *una* puntura di spillo se stimoliamo un polpastrello con *due* spilli che distano fra loro meno di 1 mm.

Queste considerazioni fanno sperare ai ricercatori nella possibilità di sviluppare e realizzare sensori artificiali "tattili" molto evoluti. Un filone tecnologico molto promettente è quello che persegue la realizzazione di una "pelle" artificiale, sensibile alla pressione o alla temperatura.

Sono stati provati diversi materiali: gomma conduttiva, PZT (una ceramica piezoelettrica), e il PVF_2. Quest'ultimo materiale (fluoruro di polivinilidene) è risultato vincente: è, infatti, robusto, leggero, facilmente conformabile su superfici complesse; ha un costo potenzialmente basso ed una notevole larghezza di banda del segnale d'uscita. Inoltre, è privo dei difetti che caratterizzano i suoi concorrenti, come isteresi, scarsa linearità e sensibilità, deriva termica e lunghe costanti di tempo.

Un prototipo, realizzato proprio in PVF_2, consiste di un foglio di questo materiale, metallizzato su entrambe le superfici, per assicurare un buon contatto elettrico. Dal foglio viene ricavata una matrice di 16 elementi sensibili (4x4), ognuno dei quali è provvisto del suo amplificatore di segnale, del convertitore A/D, di una memoria RAM (ad accesso casuale) di 2k per 8 bit, di una memoria ROM (a sola lettura) di 4k per 8 bit, e da un microprocessore tipo 6502.

I 16 microprocessori portano le informazioni della cella relativa, in modo non multiplexato, ad un microprocessore di supervisione che effettua le necessarie correlazioni e le invia, a sua volta, ad un elaboratore elettronico. Quest'ultimo genera l'immagine tattile vera e propria, che serve a comandare il braccio del robot ed il suo manipolatore.

Come si vede, si tratta di un'apparecchiatura assai complessa, malgrado sia provvista di soli 16 elementi sensibili.

Saranno senz'altro prevedibili enormi sviluppi futuri che utilizzeranno appieno le tecniche di integrazione su larga scala (LSI), o la sua più recente evoluzione VLSI (Very Large Scale Integration), allo scopo di ottenere sensori in grado di emulare, e magari superare, i sensi umani. ■

Bibliografia

1) D.B. Kanbach - *Filo magnetico che produce impulsi: Un sensore magnetico di nuova concezione* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 4/1984, pag. 38.

SENSORI DI CORRENTE AL PERMALLOY E AD EFFETTO HALL

I sensori di corrente allo stato solido sia quelli a resistori di permalloy che quelli basati sull'effetto Hall consentono di effettuare misure di intensità di corrente continue e alternate che vanno da pochi mA a migliaia di ampere. Questi sensori permettono di realizzare un circuito di misura galvanicamente separato da quello principale; possono dare un'uscita sia analogica che digitale. Il chip di silicio dove c'è il sensore vero e proprio (elemento magnetoresistivo o generatore di tensione di Hall) ospita, di solito, in forma integrata, anche i circuiti di compensazione e di amplificazione della tensione di uscita del sensore. Questo articolo illustra la tecnologia e il funzionamento di questi sensori, e dà alcuni esempi di applicazione pratica del LOHET, un sensore ad effetto di Hall prodotto dalla Honeywell.

Ing. Henri Henke, Honeywell

Fino a non molto tempo fa, la misura dell'intensità di una corrente veniva effettuata rilevando la caduta di tensione ai capi di reti resistive serie/parallelo oppure, nel caso di correnti alternate, mediante convertitori di corrente basati sul principio del trasformatore. Questi sistemi comportavano perdite di potenza e, nel caso di trasformatori, errori di misura prodotti da fenomeni di isteresi, da formazione di armoniche e dalle ristrettezze della banda passante.

L'introduzione di sensori magnetici, estremamente sensibili, basati sull'effetto magnetoresistivo (resistori di permalloy) oppure sull'effetto Hall (generatori di Hall integrati) ha permesso di effettuare precise misure di intensità di corrente, (sia continua che alternata) non affette da disturbi "collaterali". Questi sistemi consentono di eseguire misure di correnti con intensità che può andare da 0,1 A a 4000 A e con frequenze da 0 (corrente continua) a 100 kHz. Il sistema di misura è, in questo caso, separato elettricamente dal circuito entro il quale scorre la corrente da misurare (separazione galvanica).

I sensori descritti in questo articolo sono prodotti dalla Honeywell.

Sensori di corrente al permalloy e ad effetto di Hall

I sensori di corrente differiscono tra loro oltre che per il principio di funzionamento su cui lavorano (e cioè effetto di Hall oppure variazione di resistenza del permalloy) anche per la natura del segnale che dànno in uscita. I sensori di corrente al permalloy riportati nella

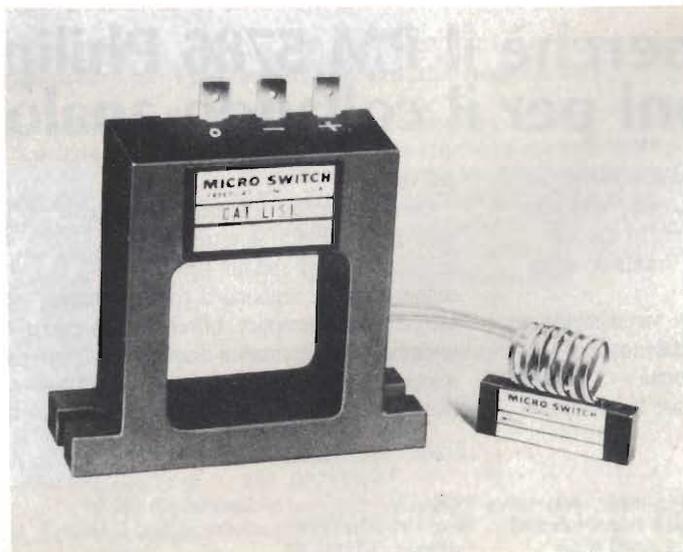



Fig. 1 - Sensori di corrente digitali al permalloy per tensioni di alimentazione da 8 a 16 V. A sinistra, la versione CSDA5PO per la rivelazione di correnti fino a 5 A; a destra il tipo CSDA5N1 per correnti di 500 mA.

figura 1 hanno un segnale d'uscita compatibile TTL e MOS, e servono appunto a segnalare determinati livelli di corrente. Essi, infatti commutano dal livello logico ALTO al livello logico BASSO quando una corrente supera un determinato livello, e da BASSO a ALTO quando questa corrente scende al di sotto di un minimo valore prefissato.

La *figura 2* riporta tre tipi di sensori di corrente ad uscita analogica; e precisamente, a sinistra e al centro si notano i tipi basati sull'effetto di Hall, detti *LOHET* (Linear Output Hall Effect Transducer); a destra si trova un tipo magnetoresistivo al permalloy.

Tutti questi sensori sono "custom" sono stati cioè realizzati in base alle caratteristiche specificate dal cliente e sono rappresentativi della grande varietà di sensori che i progettisti della *Honeywell* hanno realizzato in stretta collaborazione con i loro clienti.

Costruzione e principio di funzionamento

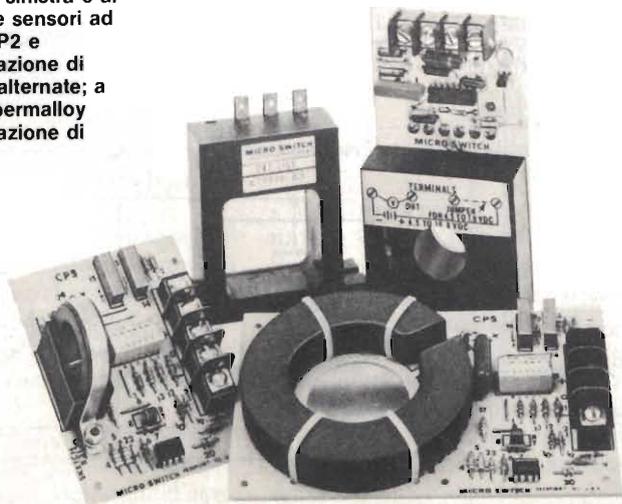
I sensori di corrente posseggono un foro attraverso il quale viene fatto passare il conduttore nel quale circola la corrente che si vuole testare e misurare; questa corrente produrrà, ovviamente, un campo magnetico la cui intensità risulterà direttamente proporzionale all'intensità della corrente (I) e al numero delle spire (N), sarà cioè:

$$\Phi = N \cdot I$$

Per aumentare l'intensità del flusso magnetico si ricorre più spesso ad anelli in ferrite aperti (e cioè con traferro) o ad una spirale ferromagnetica, e si provvede a sistemare all'interno del loro traferro un *sensore* capace di "avvertire" la presenza di un campo magnetico presente nel traferro. La tensione di uscita di questi sensori magnetici viene, se occorre, compensata nei confronti delle variazioni di temperatura, amplificata quanto occorre, e trasformata in un segnale analogico oppure digitale.

Sensore magnetico basato sulle proprietà magnetoresistive del permalloy

Il permalloy è una lega formata dall'81% di nichel e dal 19% di ferro, che possiede una particolare caratteristica

Fig. 2 - Sensori di corrente analogici per la misura di correnti di 300, 80 e 100 A. A sinistra e al centro in basso, i due sensori ad effetto di Hall CSLA3P2 e CSLA8P1 per la rivelazione di correnti continue ed alternate; a destra, il sensore al permalloy CSLA1P2 per la rivelazione di correnti continue.

magnetoresistiva. Vale a dire che, disponendo un resistore fatto di permalloy parallelamente alla linea di forza del campo magnetico, succede che la sua resistenza subisce variazioni direttamente proporzionali alle variazioni del campo magnetico. Siamo cioè in presenza di un resistore che varia la sua resistività in modo direttamente proporzionale alle variazioni dell'intensità del campo magnetico.

Sensori di corrente basati sull'effetto magnetoresistivo o sull'effetto di Hall: quale il migliore?

I sensori di corrente basati su resistori di permalloy (effetto magnetoresistivo) presentano nei confronti di quelli ad effetto di Hall i seguenti vantaggi:

— migliore linearità;

— migliore rapporto segnale/disturbo in quanto il ponte a resistori dà un segnale d'uscita più elevato di quello fornito dal generatore di Hall.

Essendo però sensori di corrente *analogici*, possono essere impiegati solo per la rivelazione e la misura delle correnti continue.

La versione digitale di questi sensori è in grado di rivelare correnti sia continue che alternate; nel caso di quest'ultime, c'è da osservare che la tensione d'uscita subisce una brevissima interruzione ad ogni semionda della tensione alternata.

I sensori di corrente in permalloy possono lavorare tra —20 e 85 °C ed hanno una prontezza di risposta inferiore a 10 μs, quelli in versione analogica, e inferiore a 100 μs, quelli in versione digitale.

I sensori di corrente basati sull'effetto di Hall rispondono in meno di 8 μs e accettano sia correnti continue che alternate (da 0 a 100 kHz). Sono pertanto molto adatti per misurare le correnti alternate. Possono lavorare da —40 a +85 °C.
Sulla stessa piastrina di silicio incorporano commutatori e potenziometri che adattano la sensibilità del sensore alla gamma delle correnti da misurare.

Misura della corrente con sensori lineari ad effetto Hall

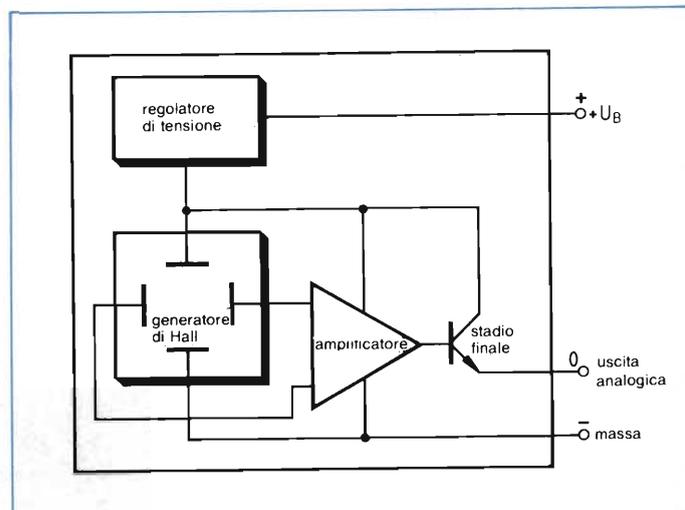
I sensori lineari basati sull'effetto di Hall sono particolarmente adatti a misurare correnti continue, e più ancora, correnti alternate; ciò è dovuto al fatto che questi sensori sono estremamente sensibili dato che possono misurare intensità di campi magnetici sia positivi che negativi entro la banda di —40 ...+40 mT (1 millitesla = 10 Gauss), ed inoltre, possono lavorare entro ampie variazioni di temperatura, e cioè, da —40 a +150 °C.

La *figura 5* riporta il LOHET 91SS12-2 unitamente alla sua curva caratteristica d'uscita. Questo sensore, sistemato su un substrato ceramico di 7,6 x 15,2 mm, possiede uno spessore massimo di appena 1,5 mm, e di conseguenza può essere inserito dentro un traferro estremamente ridotto, e pertanto può essere assoggettato ad un campo magnetico B relativamente elevato; circostanza questa particolarmente favorevole quando si vogliono misurare correnti di intensità molto ridotte.

In pratica non si utilizza un solo resistore, bensì quattro, (*figura 3*), collegati in un circuito a ponte di Wheatstone allo scopo di compensare le variazioni di resistenza che questi resistori potrebbero subire in seguito ad una variazione di temperatura.

Questi resistori magnetoresistivi vengono formati per evaporazione del permalloy su un chip di silicio, e pertanto si trovano sotto forma di strati sottili. L'esatto valore della loro resistenza viene ottenuto mediante asportazione di permalloy ad opera di un raggio laser.

Fig. 3 - Schema di principio di un sensore di corrente al permalloy. I resistori del ponte sono fatti di un sottile strato di permalloy depositato su un chip di silicio. Se disposti parallelamente alle linee del campo magnetico sono in grado di variare la loro resistenza al variare dell'intensità del campo (effetto magnetoresistivo). Danno un segnale d'uscita elevato e pertanto sono insensibili ai disturbi.

Fig. 4 - Schema di principio di un sensore lineare di corrente ad effetto di Hall (LOHET). L'OP-AM (integrato nel chip dove si trova il generatore di Hall) provvede a compensare variazioni di temperatura comprese tra —40 e +150 °C.

I circuiti che compensano e amplificano il segnale di uscita dal ponte a resistori magnetoresistivi, di solito, essendo non troppo complicati, vengono integrati nello stesso chip dove è stato formato il sensore del campo magnetico.

Siccome il suddetto effetto magnetoresistivo non è sensibile a fenomeni di induzione, il sensore di corrente potrà sentire sia correnti continue che correnti alternate.

Sensore magnetico basato sull'effetto di Hall

L'effetto di Hall è un fenomeno elettromagnetico che si può definire così: disponendo un conduttore nel quale circola corrente all'interno di un campo magnetico le cui linee di forza risultino normali alla direzione del conduttore succede che una eventuale variazione del campo magnetico produrrà sui bordi del conduttore, e precisamente lungo una linea normale alla direzione della corrente, una corrispondente variazione di potenziale, detta *tensione di Hall.*

Per ottenere un sensore di campi magnetici basato sull'effetto di Hall, la Honeywell ha pensato di realizzare un generatore di tensione di Hall a semiconduttore, integrando sullo stesso chip del sensore anche i relativi circuiti di compensazione e di amplificazione della tensione di Hall.

È nato così il LOHET (*figura 4*), un sensore ideale per la misura delle correnti. Esso è formato da elementi ad effetto di Hall integrati in un microchip, e da tre resistori a film spesso due dei quali vengono tarati mediante raggio laser allo scopo di avere la sensibilità di misura e la compensazione di temperatura desiderate. Nello stesso chip dove si trova il sensore sono stati integrati un regolatore di tensione e un amplificatore compensato contro le variazioni di temperatura.

La tensione d'uscita del sensore è direttamente proporzionale all'intensità del campo magnetico che attraversa ad angolo retto la superficie del sensore. Possono essere così segnalate correnti la cui intensità può andare da 100 mA a 4000 A.

Aggiungendo un amplificatore esterno o un comparatore è possibile amplificare ulteriormente la tensione d'uscita del LOHET oppure trasformarla in un segnale digitale a livello variabile.

Alimentato con 12 V, questo sensore viene ad avere una sensibilità di 75 mV/mT ed una tensione di offset-zero di 6 V.

Ne deriva che la tensione d'uscita V_a sarà:

$$V_a = 6\ V + B \cdot 75\ mV/mT.$$

Nella *figura 6* sono indicati tre sistemi di misura della corrente maggiormente impiegati in pratica.

La disposizione riportata nella *figura 6a* viene impiegata quando si vogliono misurare correnti comprese tra 100 e 4000 A; quelle indicate in b) e c), valori di corrente compresi tra 0,1 e 400 A.

Il conduttore che, nella *figura 6a*, trasporta la corrente produce un campo magnetico con linee di forza ad anelli concentrici. L'intensità del campo magnetico H decresce, ovviamente, all'aumentare della distanza r; essa ammonta a

$$H = \frac{I}{2\pi r}$$

L'intensità del flusso magnetico ammonta nell'aria a

$$B = \mu o \cdot H$$

Assegnando alla costante di induttività μo il valore di $4\pi \cdot 10^{-1}$ mT · mm/A, l'intensità del flusso che attraversa il sensore sarà:

$$B = \mu o \cdot 1/2\pi r$$

$$= I \cdot 0{,}2 \frac{mT \cdot mm}{A} \cdot \frac{I}{r}$$

Ponendo le unità di misura, mT per l'intensità del flusso B, A per l'intensità di corrente I, e mm al posto della distanza r, B sarà:

$$B = 0{,}2\ I/r$$

Primo esempio di calcolo

Un filo di rame, con diametro di 10 mm, trasporta una corrente di 100 A. Sono previste punte di corrente fino a 400 A. La distanza intercorrente tra il circuito integrato del sensore LOHET e il bordo del substrato è 5 mm.

A quanto ammonta il "salto" di tensione presente all'uscita del LOHET, ed è sufficiente questo salto per segnalare anche una eventuale sovraccorrente?

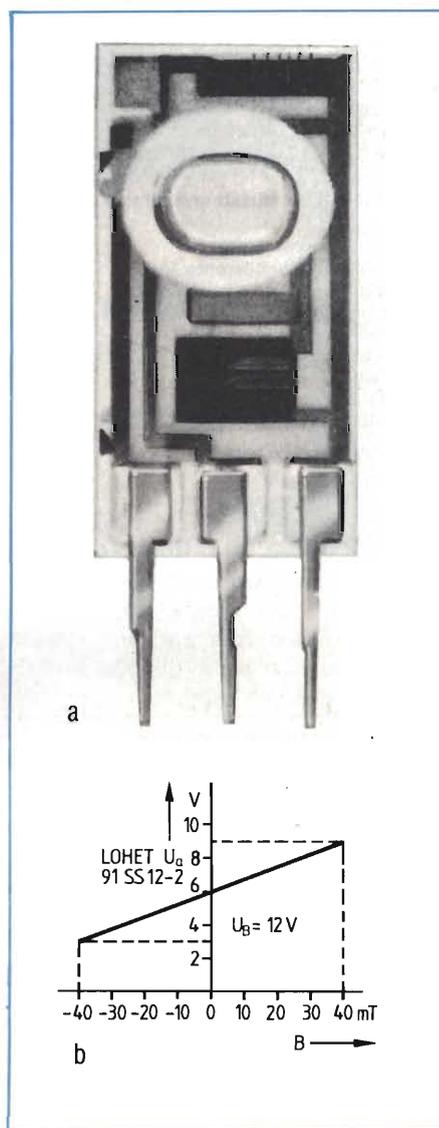



Fig. 5 - a) sensore LOHET tipo 81SS12-2. Le sue dimensioni sono 7,6 x 15,2 mm. b) Caratteristiche di misura. La sensibilità è 75 mV/mT.

a) Determinazione della distanza r:
$r = D/2 + 5\ mm = 10\ mm/2 + 5\ mm = 10\ mm$

b) Determinazione dell'intensità del flusso magnetico B sia nel caso di corrente normale che di sovracorrente.

$B_{nor} = 0{,}2 \cdot I_{nor}/r = 0{,}2 \cdot 100 \cdot mT/10 = 2\ mT$

$B_{sovrac.} = 0{,}2 \cdot I_{sovrac.}/r = 0{,}2 \cdot 400 \cdot mT = 8\ mT$

Fig. 6 - Disposizioni per misurare correnti continue e alternate con il sensore lineare di Hall LOHET;
a) direttamente sul conduttore percorso dalla corrente;
b) servendosi di un anello di ferrite;
c) servendosi di nuclei in ferrite ad U/I.
B = intensità del flusso nel traferro (mT);
N = numero delle spire;
I = intensità della corrente (A);
L = lunghezza del traferro (mm)

Per il salto di tensione ΔV_a, in base alla figura 5, si ha:

$$\Delta V_a = \Delta B \cdot 75 \text{ mV/mT} = (8-2) \cdot 75 \text{ mV} = 450 \text{ mV}$$

Un salto di tensione di 450 mV è del tutto sufficiente ad eccitare un circuito di protezione contro le sovratensioni, per esempio, un circuito comparatore. Il tempo tipico di entrata in funzione del sistèma si trova al di sotto di 10 μs.

Secondo esempio di calcolo

Un buon aiuto per poter dimensionare i sensori di corrente che lavorano con le ferriti nelle configurazioni riportate nelle figure b) e c) ci viene dato dal nomogramma riportato nella *figura 7*. Quest'ultimo è adatto al campo di misura di 40 mT del LOHET, e dà 4 rette caratteristiche, ciascuna delle quali si riferisce ad una data configurazione circuitale e ad una data lunghezza del traferro L, e dà la massima intensità di

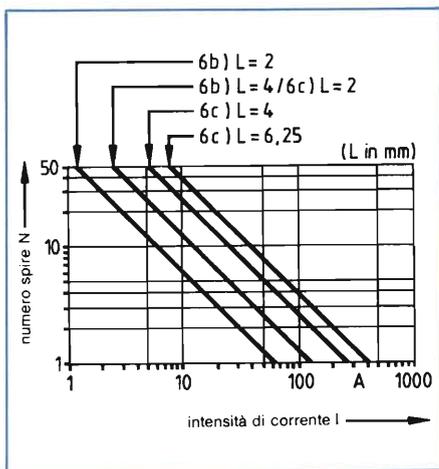
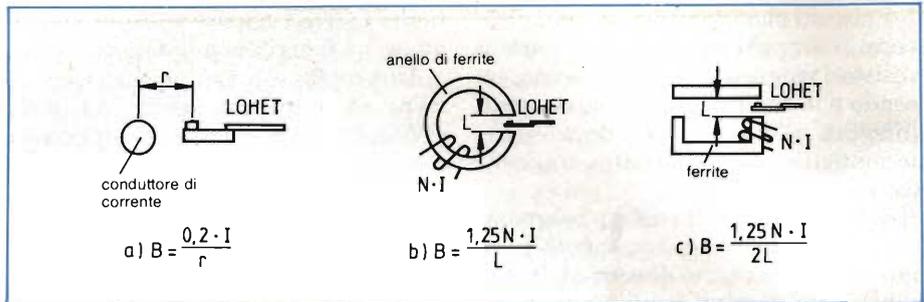



Fig. 7 - Grafici per il calcolo del numero delle spire e della lunghezza del traferro, validi per una intensità di corrente massima corrispondente ad un'intensità di flusso B = 40 mT.

flusso N·I in ampere-spire. Dal nomogramma è facile anche ricavare il numero di spire N richiesto da una determinata corrente di picco.

Un sensore di corrente, sistemato come indicato nella *figura 6 b* è chiamato a "sorvegliare" una corrente di 15 A. Il campo di misura deve in questo caso prevedere fino a 18 A.

A quanto deve ammontare il numero delle spire N e la lunghezza del traferro L?

Un'occhiata al nomogramma ci dice che per una corrente di 18 A occorre un numerodi spire pari a 3,5.

Si sceglie per N = 4 spire e per il calcolo della lunghezza del traferro L si ricorre a

$$B = 1,25 \text{ N} \cdot \text{I/L}$$

Da questa si ricava L con un semplice passaggio algebrico:

$$L = 1,25 \text{ N} \cdot \text{I/B} = 1,25 \text{ mm} \cdot 4 \cdot 18/40 = 2,25 \text{ mm}$$

La tensione d'uscita del LOHET 91SS12-2 ammonta a

$$V_a = 6 \text{ V} + B \cdot 75 \text{ mV/mT}$$

Per 18 A (B = 40 mT) si avrà:

$$V_a = 6 \text{ V} + 3 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

Con una corrente alternata di 18 A di intensità, il LOHET produrrà una tensione alternata sovrapposta alla tensione di offset di 6 V pari a $V_a = 2 \cdot 3 \text{ V} = 6 \text{ V}$.

Ricorrendo ad un circuito comparatore al quale si può applicare una tensione di riferimento regolabile, sarà sempre possibile trasformare la tensione d'uscita del LOHET in un segnale di commutazione digitale. Ciò permetterà di poter regolare con la massima precisione sistemi di controllo dell'intensità della corrente e circuiti di protezione. Anche i sensori di Hall digitali della serie 8SS possono essere utilizzati per questi sistemi di "sorveglianza" dell'intensità della corrente; hanno il solo inconveniente di avere valori di tolleranza più ampi.

Applicazioni

I sensori di corrente analogici e digitali in tecnologia permalloy o ad effetto di Hall si prestano ad essere utilizzati in un gran numero di applicazioni; questo è dovuto al fatto che essi permettono di realizzare una netta separazione galvanica con il circuito nel quale circola la corrente da misurare ed inoltre possono facilmente adattarsi alle più svariate condizioni di misura.

I sensori di corrente *digitali* sono in grado di effettuare semplici funzioni di comando e di sorveglianza come, per esempio, mettere in funzione un sistema di allarme, inserire un motore, interrompere un circuito sovraccaricato, aprire/chiudere una valvola, inserire-/disinserire una pompa, controllare un collegamento a massa ecc.

I sensori di corrente *analogici* vengono per lo più impiegati in sistemi di regolazione della potenza, negli azionamenti attuati mediante servomotori, nei generatori di corrente azionati mediante motori a combustione interna e nei sistemi di riscaldamento centralizzati (regolazione della ventilazione).

In campo automobilistico vengono impiegati nei sistemi di ricarica delle batterie, nelle saldatrici elettriche, nelle apparecchiature medicali (apparecchi roengten), ed infine come interfacce, nella rete telefonica ed in azionamenti comandati mediante computer. ■

Bibliografia

1) **Sensori di corrente allo stato solido** - Dati caratteristici e principi di funzionamento (richiedere a Honeywell S.p.A. Via Vittor Pisani, 13 - 20124 MILANO)
2) **Hencke** - Sensori analogici e digitali ad effetto di Hall. ELEKTRONIK 1981 n. 17 pag. 61-63

DALLA KONTRON

FAIRCHILD
A Schlumberger Company

Advanced Micro Devices

Computer Products Group
Stevens-Arnold
Power Products
Compower

UNITED TECHNOLOGIES
MOSTEK

GENERAL INSTRUMENT

GENERAL INSTRUMENT
Optoelectronics Division

TAG
TAG for Thyristors

TEXAS INSTRUMENTS

HARRIS-MHS

KONTRON
S.p.A.
Divisione Elettronica
Via G. Fantoli, 16/15 - 20138 Milano
Tel. 02/5072.1 - Telex 312288 Kontmi I

UFFICI PERIFERICI

TORINO
(011) 7495253 - 746191
Telex 212004 Kontto I

PADOVA
(049) 706033 - 706685

ROMA
(06) 8171239 - 8184259
Telex 620350 Kontrm I

AGENTI DI ZONA

EMILIA ROMAGNA - TOSCANA
Micro D.G. - Modena (059) 356080

Per informazioni indicare **Rif. P 7** sul tagliando

SENSORE DI TEMPERATURA CON USCITA IN °C

Sensori di temperatura a semiconduttori da tempo ormai sono sul mercato; essi danno una tensione d'uscita proporzionale alla temperatura ambiente. Il sensore LM35 dà invece un'uscita direttamente proporzionale alla scala Celsius, e questo consente di eliminare il circuito per lo spostamento dello zero richiesto dai sensori che danno un'uscita su scala Kelvin.
Il sensore LM35 viene offerto in tre versioni, già predisposte in fabbrica per misurare valori di temperatura entro tre differenti gamme, per cui si può fare a meno del circuito di taratura esterno.

John Proctor, National Semiconductor

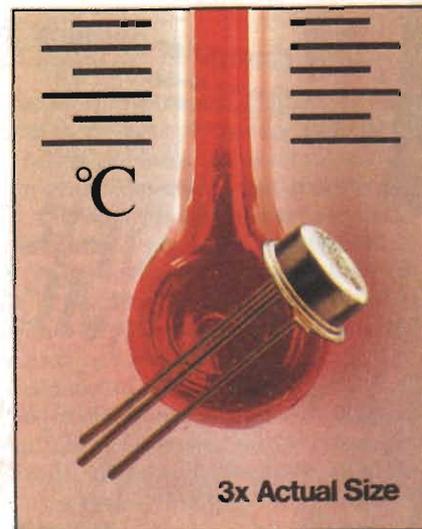
Se un progettista addetto alla realizzazione di sistemi di controllo della temperatura dovesse esprimere tre "desideri" riguardanti un sensore di temperatura, molto probabilmente direbbe ai produttori:

— rendete il sensore molto sensibile in modo da dare una elevata tensione d'uscita anche quando la temperatura varia di poco;

— fate in modo che la trasduzione temperatura/tensione sia lineare entro tutta la gamma delle temperature misurate;

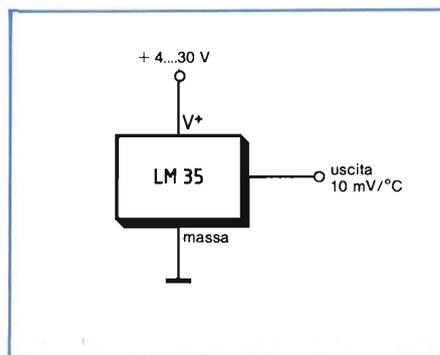
— fate che il sensore dia un segnale d'uscita che possa essere letto da un normale voltmetro digitale.

Altre richieste potrebbero riguardare la stabilità di funzionamento nel tempo, la rapidità della risposta, l'indipendenza dalle variazioni della tensione di alimentazione, la possibilità di fornire un'uscita corrispondente alla scala della temperatura assoluta (K), calibrabile successivamente sulle scale maggiormente usate, e cioè, alla Fahrenheit (°F) oppure Celsius (°C).

I sensori di temperatura classici, e cioè le termocoppie, i termistori, i sensori a resistenza posseggono *in parte* le suddette caratteristiche.

Le termocoppie richiedono infatti una compensazione della giunzione fredda piuttosto elaborata. I termistori danno una tensione d'uscita elevata, ma essi, e anche le termocoppie, posseggono una caratteristica temperatura/tensione non troppo lineare. I sensori a resistenza di precisione hanno una caratteristica molto lineare ma hanno una risposta lenta e sono ingombranti.

Nessuno dei suddetti sensori dà un'uscita *direttamente* corrispondente alla scala della temperatura assoluta tanto meno alle scale Fahreneit o Celsius.

I sensori di temperatura in esecuzione monolitica *LM34* e *LM35* prodotti dalla *National Semiconductor* possiedono tutte le caratteristiche desiderate dal nostro progettista, ed in più danno un'uscita che permette di leggere diret-

Fig. 1 - Quando occorre misurare soltanto temperature positive (e cioè superiori a 0 °C), basta semplicemente alimentare il sensore LM35 con una tensione positiva compresa tra 4 V e 30 V. Il sensore fornisce una tensione d'uscita direttamente proporzionale al valore di temperatura misurato.

tamente il valore di temperatura misurato; in particolare, il tipo *LM34* fornisce un valore di temperatura in gradi Fahreneit (°F), il tipo *LM35* in gradi Celsius (°C).

LM35: il sensore che dà il valore di temperatura direttamente in gradi Celsius

Il circuito integrato LM35 prodotto dalla *National Semiconductor* permette di realizzare un termometro elettronico (scala in gradi centigradi Celsius) senza dover ricorrere ad alcun altro componente esterno (*figura 1*). Quando infatti *il contenitore* di questo integrato assume la temperatura di 0 °C, l'integrato dà una tensione d'uscita di 0 V, mentre se la temperatura del contenitore è di 150 °C, il sensore darà un'uscita di 1,5 V.

Il sensore di temperatura LM35 è quindi in grado di dare una tensione d'uscita di 10 mV/K con una non-linearità di soli 1,8 mV, entro tutta la gamma delle temperature misurate, il che comporta un errore di misura di ± 0,18 K. Per la sua alimentazione, l'LM35 richiede un valore di tensione compreso tra 4 e 30 V.

Il sensore di temperatura LM35 è disponibile in tre versioni: una che prevede misure di temperatura comprese tra —55 °C e + 150 °C, una seconda, tra —40 fino a +110 °C, ed una terza, per misure di temperatura da 0 °C fino a +100 °C.

Il lettore attento si renderà conto a questo punto che per misurare temperature al di sotto di 0 °C, l'integrato dovrebbe fornire tensioni con polarità *negativa*; ora, questo non è possibile, essendo l'integrato alimentato da una tensione positiva; pertanto, per poter misurare *anche* temperature al di sotto dello zero, e di conseguenza, poter disporre di tensioni d'uscita *negative* occorrerà collegare il terminale d'uscita dell'integrato ad una tensione negativa tramite un resistore di pull-down (*figura 2*). Il valore di questo resistore di pull-down dovrà essere scelto in modo che in esso scorra, in direzione della sorgente di tensione negativa, una corrente con valore di 50 µA.

Ovviamente, questa sorgente di tensione negativa dovrà fornire un valore che dovrà essere sicuramente più negativo della massima tensione negativa richiesta per misurare il valore di temperatura più basso, per esempio, — 0,55 V per misurare —55 °C.

Quando però è disponibile un'*unica* tensione di alimentazione, e vi è d'altra parte necessità di misurare temperature al *di sotto* dello zero, la *National* offre sensori di temperatura calibrati in gradi Kelvin (K), e precisamente i tipi LM335 e LM334.

L'integrato LM35 potrà pertanto essere impiegato per misurare temperature al di sotto dello zero solo se il suo terminale di massa risulterà polarizzato in qualche modo *positivamente*. Nella maggior parte dei casi, per ottenere ciò sarà sufficiente collegare tra il terminale di massa *dell'integrato* e la massa *dell'alimentatore* due diodi al silicio collegati in serie.

Fig. 2 - Quando invece occorre misurare anche temperature negative (e cioè al di sotto di 0 °C), bisognerà collegare al terminale d'uscita del sensore un resistore di pull-down, il cui valore dovrà essere tale da far circolare nella sorgente della tensione negativa una corrente di 50 µA. V_o = 1,5 V a T = 150 °C; V_o = 0,25 V a T = 25 °C; V_o = —0,55 V a T = —55 °C.

Misura della temperatura in campo industriale

Nei sistemi di controllo industriali, la temperatura è la grandezza fisica maggiormente misurata e tenuta sotto controllo.

Nella *figura 3* è indicato uno schema nel quale la tensione di uscita dell'LM35 viene trasformata in una corrente che può variare tra 4 e 20 mA, e che può circolare nello stesso cavo di alimentazione del circuito integrato. Ciò significa che, per trasportare la corrente di misura della temperatura e la corrente di alimentazione dell'integrato, sono sufficienti due soli conduttori, e questo è un notevole vantaggio quando tra il sensore di temperatura (punto di misura) e il sistema di controllo della temperatura misurata, intercorre un tragitto molto lungo. Inoltre, siccome la misura della temperatura è presente nei cavi *come corrente* e non come tensione, il sistema risulterà protetto e insensibile nei confronti di disturbi esterni. Inoltre, questa corrente di misura della temperatura non dipenderà dal valore della tensione di alimentazione dell'LM35 purché, ovviamente, quest'ultima non scenda al di sotto dei 5 V.

Con il circuito indicato nella figura 3 si possono misurare valori di temperature compresi tra 0° e 100 °C. La corrente circolante nel cavo di alimentazione viene "comandata" dalla tensione che si produce ai capi del resistore da 62,5 Ω.

La tensione ai capi di questo resistore è essenzialmente formata da due

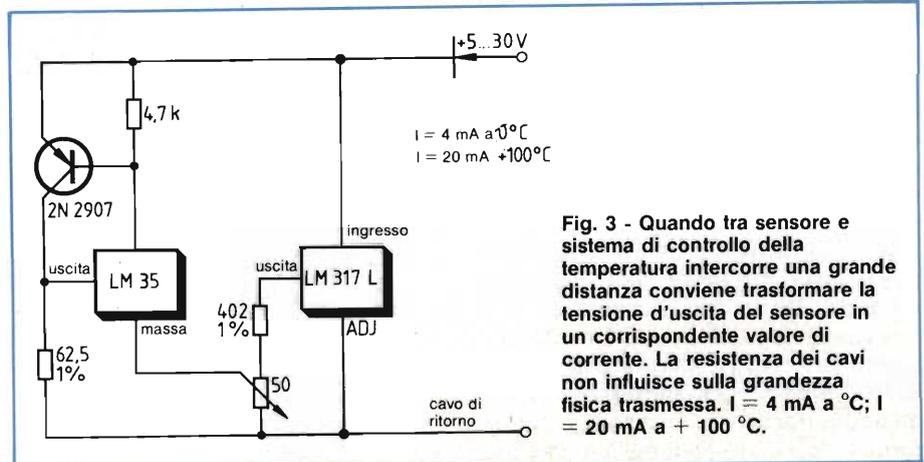



Fig. 3 - Quando tra sensore e sistema di controllo della temperatura intercorre una grande distanza conviene trasformare la tensione d'uscita del sensore in un corrispondente valore di corrente. La resistenza dei cavi non influisce sulla grandezza fisica trasmessa. I = 4 mA a °C; I = 20 mA a + 100 °C.

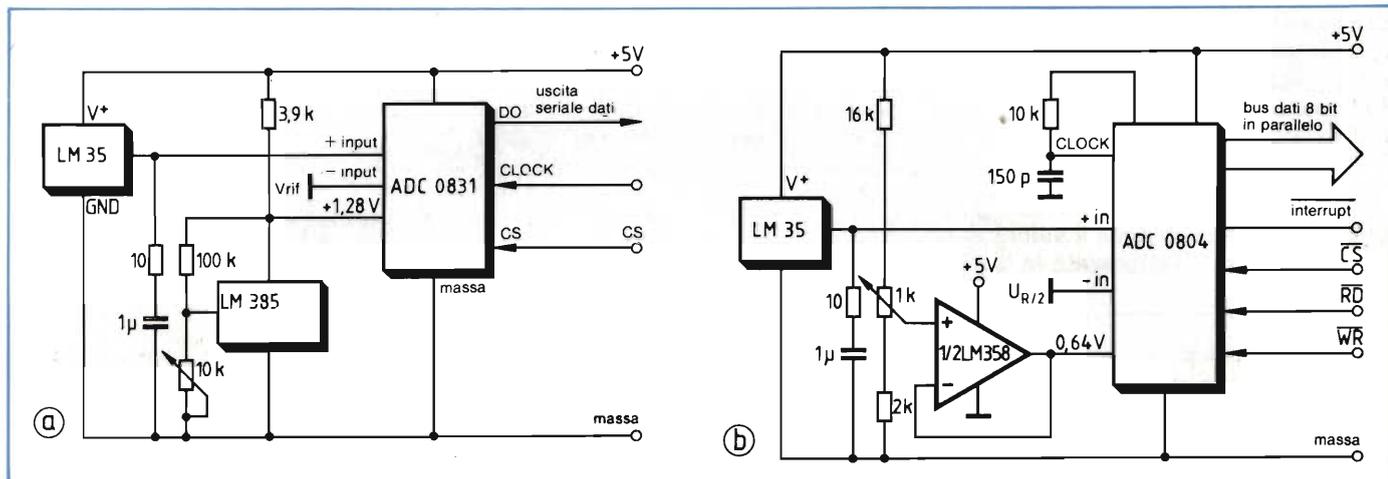



Fig. 4 - Trasformazione del segnale analogico di misura della temperatura in un corrispondente segnale digitale. Il convertitore A/D dà un'uscita dati seriale in (a); in parallelo in (b).

componenti, e precisamente, dalla tensione di uscita dell'LM35 e dalla tensione continua di offset, presente sul terminale di massa del sensore il cui valore viene fissato dal regolatore di tensione LM317L.

In particolare, questa tensione di offset va regolata in maniera che quando il sensore misura una temperatura di zero gradi, nel cavo di alimentazione circoli una corrente di 4 mA; alla temperatura di 100 °C, il segnale di uscita di 1 V del sensore produce altri 16 mA, per cui complessivamente, a 100 °C, scorreranno nel cavo di alimentazione 20 mA.

Collegando l'uscita del sensore LM35 direttamente ad un convertitore analogico digitale a 8 bit è possibile ottenere, con poca spreca, un sistema di misura della temperatura adattabile a qualsiasi sistema di controllo basato su microprocessore.

A seconda del tipo di convertitore A/D impiegato, è possibile realizzare sistemi di interfaccia serie oppure parallelo; così, nella *figura 4a* si vede un esempio d'uscita dati seriali ottenibile ricorrendo al convertitore A/D ADC0831 mentre nella *figura 4b*, il convertitore A/D ADC 0804 permette un bus di uscita dati in parallelo.

Entrambi i sistemi permettono di misurare valori di temperatura compresi da 0 °C e 128 °C, e ciò significa che il bit meno significativo è ancora in grado di fornire una "risoluzione", o meglio, una precisione di misura della temperatura dell'ordine di 0,5 °C.

La tensione di riferimento di questo sistema di conversione si può regolare in modo estremamente preciso su 1,28 V, valore questo che corrisponde alla tensione d'uscita dell'LM35 quando si trova alla temperatura di 128 °C.

La rete RC (10 Ω/1, μF), collegata all'uscita del sensore, è richiesta solo nel caso in cui tra sensore e convertitore A/D esista una *grande* distanza. Normalmente, l'uscita del sensore tollera un carico capacitivo fino a 50 pF.

La rete RC a cui più sopra abbiamo accennato, va collegata quindi quando il carico capacitivo supera i 50 pF, e questo si verifica quando il convertitore A/D si trova molto distante dal sensore LM35; questa rete garantisce un funzionamento stabile di tutto il sistema di misura della temperatura. ■

Per maggiori informazioni rivolgersi a:

NATIONAL Semiconductor S.p.A.
Via Solferino, 19
20121 Milano Tel.: 02/6596140

NUOVI SENSORI DI TEMPERATURA AD ALTA PRECISIONE ED INTERCAMBIABILITA' SERIE TD

La Honeywell, Divisione Componenti, presenta i nuovi sensori di temperatura serie TD ad elevata sensibilità lineare e precisione.
Si tratta di un circuito a film sottile su chip di silicio contenente il resistore, il tutto trimmerato a 2000 Ω a 20 °C e ricoperto con resina epossidica di protezione. Il campo di temperatura è da —40 °C a +150 °C, con errore massimo su tutto il campo di ±2,5 °C.
Attualmente sono prodotte due versioni: una adatta per circuito stampato ed una custodia filettata 3/8" per liquidi. Ulteriori versioni possono essere realizzate su specifica del Cliente.
Le applicazioni più comuni si individuano nei settori:
— Controllo di processi industriali
— Elettromedicale
— Apparecchiature scientifiche e di laboratorio
— Macchinario per industria alimentare e di confezionamento
— Protezione di circuiti ed apparecchiature elettriche
— Elettrodomestici
— Industria automobilistica.

Per ulteriori informazioni contattare
HONEYWELL S.p.A.
Relazioni Pubbliche - dr. E. Morelli
Via Vittor Pisani, 13
20124 Milano - Tel. 02-6773.1

Alta frequenza e tensioni impulsive dove la qualità dei condensatori in poliestere non basta, il polipropilene è la soluzione.

Il peso specifico molto limitato del polipropilene permette di ottenere film con superficie maggiore di quella offerta da qualsiasi altro materiale plastico a parità di peso e spessore.

Sfruttando questa caratteristica, la RIFA ha sviluppato una serie di condensatori (PHE403 - 420 - 430 431) che, nonostante le loro ridotte dimensioni, si adattano perfettamente alle applicazioni caratterizzate da tensioni alternate ad alta frequenza, tensioni impulsive, picchi di tensione elevati a ripida pendenza, carica e scarica intermittenti con forti correnti.

Applicazioni tipiche: circuiti a thyristor, deflessione orizzontale TV, alimentatori switch mode, accoppiamento/disaccoppiamento, bypass, filtraggio, temporizzazione, risonanza in apparecchi ad ultrasuoni, e in genere tutti gli impieghi per i quali sono critici i valori di ESR, du/dt, fattore di dissipazione.

Questi condensatori sono offerti in una vasta gamma di tensioni (160 - 2000 Vcc) e capacità (1000 pF - 10 μF).

Per maggiori dettagli scrivete o telefonate a:

RACOEL s.a.s.
20122 Milano - Corso di Porta Romana, 121
Tel. (02) 59.84.26 - 54.52.608
Telex 333613 RACOEL I

QUALITY FIRST COMPONENTS

Per informazioni indicare **Rif. P 8** sul tagliando

OP-AMP COME SENSORE DELL'IMPIANTO

ing. Helmut Rabl, Siemens S.p.A.

Solitamente, il controllo della funzionalità di una lampada di un'auto viene effettuato prendendo come riferimento la corrente assorbita dalla lampada. C'è corrente: la lampada è efficiente. Non c'è: e allora o il filamento della lampada o il relativo fusibile, cavo di collegamento e interruttore sono interrotti. Come sensore di corrente viene utilizzato per lo più un relè-reed, che viene chiuso dal campo magnetico prodotto dalla corrente della lampada. In questo articolo si prospetta una soluzione alternativa all'impiego del relè-reed, la quale utilizza come "sensore di corrente" la combinazione resistore/amplificatore operazionale (OP/AMP).

Tutti sono d'accordo nel ritenere che la perfetta funzionalità dell'impianto elettrico di un'auto è di estrema importanza agli effetti sia della sicurezza del traffico che per l'incolumità del guidatore. Un controllo della funzionalità dei fari anteriori e posteriori prima di mettersi in marcia è ovviamente importante e può già mettere al riparo il guidatore da sorprese; quest'ultimo però, una volta messosi in marcia, non ha più la possibilità di accorgersi, se qualche lampada improvvisamente non si accende più.

Da qui la necessità di fornire al guidatore un mezzo inequivocabile che gli permetta durante la guida di accorgersi dell'improvvisa inefficienza di qualche lampada; munirlo, in altre parole, di un piccolo pannello da sistemare sul cruscotto, sul quale l'accensione di un LED, per esempio, potrebbe localizzare la lampada difettosa.

Il mancato funzionamento di una lampada può, in linea di principio, essere segnalato in due maniere:

— da un sensore di luce,

— da un sensore di corrente.

Il sistema di controllo che presentiamo è basato su un sensore di corrente, il quale, una volta applicata tensione al circuito di una data lampada, dovrebbe accertare se in quel circuito la corrente si mantiene sul livello prestabilito oppure si trovi al di sotto oppure sia assente del tutto.

Le cause di un insufficiente passaggio di corrente o addirittura della sua assenza possono essere: interruzione del filamento della lampada o dei cavi di collegamento, imperfetti contatti dei morsetti-capicorda o contatti difettosi dell'interruttore.

I livelli di corrente che questi sensori sono chiamati a segnalare sono compresi tra 0,1 e 5 A, e di conseguenza occorrerebbe ricorrere o ad un certo numero di sensori, oppure ad un sistema di adattamento dei livelli che risulterebbe abbastanza complicato.

Fig. 1 - Principio di funzionamento di un sensore di corrente digitale realizzato con il resistore in serie Rs e un OP-AMP integrato che funziona da comparatore.

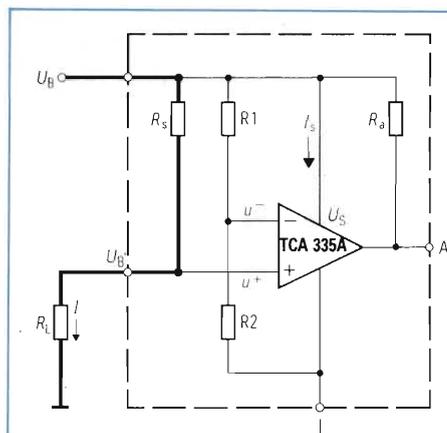



Fig. 1

Condizioni operative del comparatore di figura 1

In un comparatore ideale, la corrente-limite I_1 è data da:

$$I_1 = \frac{V_B}{R_S} \cdot \frac{R1}{R1+R2} \quad \frac{V_B}{R_S} \cdot \frac{R1}{R2}$$

nella quale R1 è molto più piccolo di R2. Quando I è maggiore di I_1, allora sarà u^- maggiore di u^+, e di conseguenza, A assumerà lo stato logico BASSO (L). Quando I è minore di I_1, allora sarà u^+ maggiore di u^-, e di conseguenza A assumerà lo stato logico ALTO (H).

Condizioni per un efficente funzionamento del sistema:

— il resistore R_S non deve "consumare" troppa energia, in altre parole ciò vuol dire che R_S deve essere molto più piccola di R_L (resistenza del filamento della lampada nel nostro caso),

— anche il sensore di corrente deve "consumare" poco; in altre parole ciò significa che la somma di R1 + R2 deve essere molto più elevata di quella di $R_S + R_L$ e che inoltre R_a dovrà essere molto più elevata della somma di $R_S + R_L$, e cioè la corrente richiesta dall'integrato (I_S) dovrà essere più ridotta possibile.

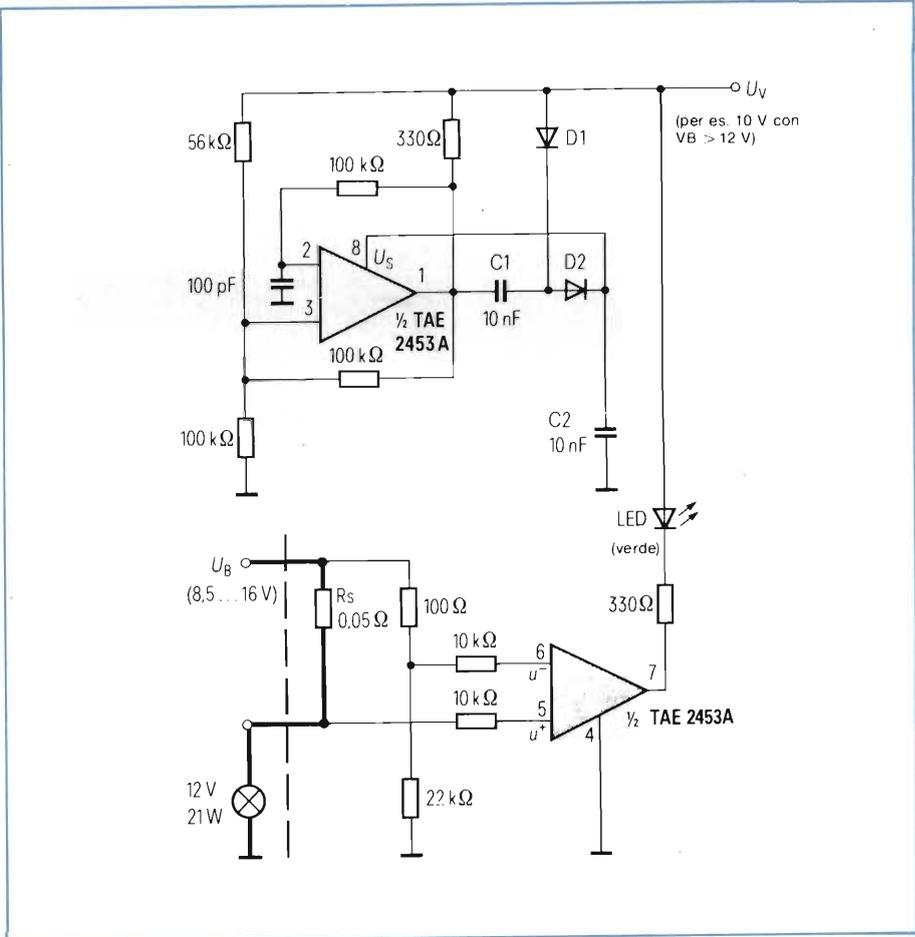
DI CORRENTE ELETTRICO DI UN'AUTO

Fig. 2 - Circuito capace di controllare l'efficienza di una lampada dell'impianto elettrico di un auto. Il LED si accende quando, applicate le tensioni V_V e V_B (≈12 V), la resistenza del circuito della lampada si mantiene al di sotto di un valore prefissato (≈11 Ω).

In linea di massima, per sorvegliare il funzionamento di due lampade collegate in parallelo occorre ricorrere a due sensori distinti, uno per lampada. Questo perché, un unico sensore sistemato sulla linea di alimentazione delle due lampade non potrebbe segnalare con sicurezza il mancato funzionamento di *una* delle due lampade collegate in parallelo. Infatti, a causa delle tolleranze iniziali dei parametri elettrici delle due lampade, e delle variazioni dei parametri in seguito all'invecchiamento delle lampade, ed inoltre, a causa delle tolleranze dei sensori, quest'ultimi non potrebbero a lungo andare distinguere tra I_{nom} (corrente assorbita da una lampada) e $2I_{nom}$ (corrente assorbita da due lampade).

Naturalmente, nel caso di utilizzo di due sensori, i loro due segnali d'uscita potrebbero essere "collegati" in un circuito logico in modo da dare una segnalazione univoca.

Principio di funzionamento del sistema di segnalazione basato sui sensori di corrente

Per segnalare la presenza/assenza di corrente in un dato circuito, e, in questo caso, nel circuito di alimentazione dei fari di un auto si può ricorrere a due sistemi:

— sfruttare il campo magnetico prodotto dalla corrente (ricorrendo per esempio a contatti magnetici reed o a sensori di Hall),

— utilizzare la caduta di tensione prodotta dalla corrente della lampada circolante in un resistore (R_S) inserito in serie al filamento della lampada.

Condizione indispensabile in entrambi i sistemi di segnalazione è che la caduta di tensione che si verifica ai capi del sensore sia la più bassa possibile (inferiore cioè a 0,1 V) in modo da non disturbare il funzionamento della lampada, assorbendo energia che, sottratta alla lampada, verrebbe dissipata inutilmente.

Un'altra precauzione riguarda la posizione delle lampade nel circuito: un terminale della lampada deve infatti sempre trovarsi a massa, e ciò implica automaticamente che il sensore di corrente verrà a trovarsi ad essere collegato tra l'altro terminale del filamento della lampada e il positivo della batteria.

In questo articolo verrà illustrato un sistema di segnalazione dell'efficienza dei fari di un'auto, basato sul secondo principio, e cioè sulla caduta di tensione ai capi di un resistore posto in serie alla lampada, il quale, in questo caso, svolgerebbe la funzione di "sensore di corrente".

Questo sistema è semplice, occupa poco spazio, permette di stabilire molto accuratamente la soglia di segnalazione (o di misura) dell'assenza di corrente, e di conseguenza viene preferito, per esempio, ai relè-reed, basati, come già detto, sulla presenza/assenza di un campo magnetico.

Sensore di corrente con in parallelo un c.i. comparatore di tensione

Il principio di funzionamento è indicato in *figura 1*. Il resistore-sensore di corrente (R_S) è collegato in serie al filamento della lampada (R_L) che ha un terminale a massa. I componenti essenziali di questo sistema sono il resistore R_S e un comparatore di tensione realizzato in forma integrata.

Il partitore di tensione formato da R1/R2 viene dimensionato, in condizione di funzionamento normali, in maniera che la caduta di tensione che si produce ai capi di R1 corrisponda a poco più della metà di quella presente ai capi di R_S. Il comparatore ricava la sua tensione di alimentazione V_S direttamente dalla tensione della batteria dell'auto V_B, la quale, ovviamente, provvede ad alimentare anche la lampada (R_L). Siccome le due tensioni applicate agli ingressi del c.i. comparatore hanno, pressappoco, lo stesso valore della tensione di alimentazione (ricordiamo che R_S e R1 hanno valori bassi), solo particolari tipi di OP-AMP potranno essere adatti per questo circuito (uno di questi potrebbe essere il tipo TCA335A). Il resistore di carico R_a è richiesto per il fatto che il TCA335A ha l'uscita a collettore aperto.

Fig. 3 - Circuito più completo che, oltre alle lampade è in grado di controllare l'integrità di conduttori, degli interruttori (e commutatori) e dei fusibili. Il sistema di segnalazione è centralizzato e il LED si accende (luce rossa) qualora i componenti suddetti non sono in ordine. Le lampade controllate sono quelle di posizione (anteriori e posteriori) e quelle dei freni. Un sistema più elaborato permette di localizzare mediante LED aggiuntivi, separatamente l'efficenza delle singole lampade.

Requisiti particolari che deve avere un sistema di controllo dell'efficienza delle lampade di un auto

Il circuito indicato in figura 1 è semplice sia come funzionamento sia come numero di componenti; ha l'inconveniente di non poter essere impiegato, così com'è, nel settore automobilistico per il fatto che qui è richiesta la presenza di sistemi di protezione contro un eventuale scambio di polarità e contro l'introduzione di tensioni di disturbo. Le reti di protezione e di spianamento richieste producono sempre una caduta di tensione per cui non è sempre possibile ricavare la tensione di alimentazione V_S dalla tensione della batteria V_B ricorrendo a mezzi semplici, vale a dire, con soli componenti *passivi*.

Inoltre, molto spesso, il circuito del sensore viene a trovarsi inserito in sistemi elettronici complessi per i quali esiste già una tensione V_V protetta contro i disturbi; questa tensione può avere il valore di 10 V, per esempio.

In entrambi i casi, occorre prevedere un "dispositivo" che, partendo dalle tensioni disponibili, e cioè V_B o V_V, sia in grado di produrre una tensione più elevata V_S richiesta dall'OP-AMP; questa tensione V_S dovrà essere sempre più elevata della tensione V_B applicata agli ingressi dell'OP-AMP, entro tutti i valori assumibili da V_B (e cioè da 8,5 V a 16 V).

Sarebbe inoltre preferibile, per uniformità di componenti, che il suddetto "dispositivo elevatore di tensione" venisse realizzato mediante un secondo OP-AMP.

Una soluzione che tiene conto delle precedenti osservazioni si può vedere in *figura 2*, nella quale un doppio OP-AMP è collegato in maniera da produrre, subito dopo l'applicazione di V_V (e precisamente, dopo meno di 1 ms) una seconda tensione di alimentazione, e cioè V_S che ha un valore doppio rispetto a quello di V_V.

La formazione di questa seconda tensione avviene così: l'OP-AMP, assieme alle reti RC formate da tre resistori da 100 kΩ, uno da 56 kΩ, uno da 330 Ω e un condensatore da 100 pF funziona da generatore di onde rettangolari; al momento dell'applicazione di una tensione di alimentazione V_S succede che l'uscita dell'OP-AMP viene a trovarsi periodicamente a basso valore ohmico ora verso massa, ora verso la tensione di alimentazione V_V: produce in altre parole all'uscita, una tensione ad onda *rettangolare* avente una frequenza di lavoro di 100 kH.

Occorre però osservare che, inizialmente, l'OP-AMP viene alimentato non da V_S ma dalla tensione di alimentazione V_V che, pervenendogli tramite i diodi D1 e D2, va a caricare il condensatore C2 sul quale pertanto si formerà una tensione con valore pari a:

$$V_{C2} = V_V - 2V_D$$

nella quale

V_D = tensione ai capi di uno dei due diodi quando conduce.

Quando l'uscita dell'OP-AMP viene a trovarsi nello stato logico BASSO, il condensatore C1 assumerà sempre una tensione pari

$$V_{C1} \approx V_V - V_D$$

mentre quando verrà a trovarsi nel successivo stato logico ALTO, la sua carica verrà "travasata", in parte, tramite il diodo D2, nel condensatore C2.

Questo è il motivo per cui, dopo molti cicli di funzionamento, il condensatore verrebbe caricato in modo da assumere una tensione pari a

$$V_{C2} = V_V - 2V_D$$

Succede però che, essendo la corrente di alimentazione dell'integrato (I_S) prelevata dal condensatore C2, la tensione di alimentazione *reale* che risulta applicata all'integrato, e cioè V_S, non è in realtà tanto elevata (la sua diminuzione dipende infatti dal rapporto della resistenza interna V_S/I_S rispetto al resistore da 330Ω.

C'è infine da osservare che la presenza sulla tensione di alimentazione V_S di una certa componente ondulata non pregiudica il corretto funzionamento del sistema di controllo dell'efficienza della lampada.

Da tutto quello che è stato detto si conclude che, perché tutto il sistema funzioni correttamente, occorre che il circuito integrato abbia:

— uscita a collettore aperto,

— una tensione residua più bassa possibile quando viene a trovarsi nello stato logico basso,

AUTOCOLLIMATORE PER MISURE DI MOVIMENTI ANGOLARI

L'autocollimatore 2400/10XY della ZIMMER OHG, permette la misura senza alcun contatto di movimenti angolari su due assi, trasducendo il movimento angolare di un apposito riflettore in due tensioni proporzionali agli spostamenti.

L'apparato, nato per lo studio in pista e in laboratorio dei movimenti delle ruote degli autoveicoli, è estremamente compatto e robusto ed è quindi adatto ad impieghi particolarmente gravosi.

Il campo di misura è di ±5° sui due assi, con risoluzioni del centesimo di grado e data rate di 400 misure al secondo.

L'autocollimatore può essere corredato con apposite unità di visualizzazione che permettono di gestire fino a 4 teste di misura.

Per informazioni rivolgersi a:

SENAMION S.p.A.
att. Marco Penso
Via V. Bottego, 2/5
16149 - GENOVA
Tel.: (010) 413772-413053

— una corrente di alimentazione più bassa possibile.

Tutte queste esigenze possono essere soddisfatte dalla serie di OP-AMP TAE*453A (* = 1: OP.AMP singolo; * = 2: OP-AMP doppio; * = 4: OP-AMP quadruplo).

Riguardo al secondo OP-AMP (quello in basso in figura 2), che poi è quello che funziona da comparatore di tensioni, c'è da dire che, rispetto allo schema di principio già indicato nella figura 1, ha in più due resistori da 10 kΩ inseriti nei due collegamenti d'ingresso dell'integrato. Compito di questi resistori è limitare le correnti d'ingresso prodotte dai picchi di tensione presenti sulla tensione di bordo della macchina, i quali potrebbero infiltrarsi dentro all'integrato e danneggiarlo.

Nell'esempio riportato nella figura 2, la segnalazione a distanza dell'efficienza o meno della lampada avviene per via ottica, e precisamente mediante un LED inserito nel circuito della corrente di carico dell'integrato. Questo LED rimane acceso fino a quando, presenti le due tensioni di alimentazione rispettivamente V_V e V_B, il resistore esterno in serie alle lampade non assume un valore inferiore ad una data soglia, e questo potrebbe capitare in seguito all'interruzione del filamento della lampada, alla presenza di un contatto incerto oppure alla rottura di un cavo di alimentazione.

Per cui, LED emette luce verde = lampada accesa.

Bisogna dire che il sistema indicato in figura 2 è un po' più complicato rispetto a quello di figura 1, che in realtà, è quello che svolge la funzione principale. Siccome però, di regola, le lampade da sorvegliare sono più di una mentre *per tutte* è sufficiente un unico circuito aggiuntivo (quello aggiunto in alto nella figura 2) si vede come, in pratica, il sistema non è poi tanto complesso come sembrerebbe a prima vista.

Come ultima osservazione ci sarebbe da fare questa: il LED verde *rimane sempre acceso quando tutto è in ordine*. Il sistema cioé non prevede che si accenda quando c'è *qualche* interruzione o qualche guasto come di solito succede nei sistemi di segnalazione normali.

Il fatto è che il sistema di illuminazione della macchina è in ordine quando *circola corrente* nei vari circuiti delle lampade, e questa condizione fa accendere il LED. Se il LED dovesse accendersi quando non circola corrente, segnalando in questo modo un eventuale interruzione, allora si accenderebbe anche quando le lampade sono *normalmente* spente. Questa è una prima osservazione che giustificherebbe il sistema proposto.

Estensione del sistema descritto per controllare l'efficienza di interruttori, collegamenti e fusibili di un impianto elettrico di un'auto

Il sistema di controllo riportato in *figura 3* lavora essenzialmente secondo il principio già illustrato con la differenza che in questo uso un controllo analogo viene esteso:

— al sistema delle luci dei freni. Qui, oltre all'efficienza delle lampade che segnalano l'azionamento del freno, vengono controllati i relativi interruttori, i cavi provenienti dalla centrale di bordo nonché i fusibili,

— al sistema delle luci di posizione, rispettivamente anteriori e posteriori (due circuiti, ciascuno con due lampade). Il controllo viene esteso alle quattro lampade e ad un'eventuale interruzione dei relativi circuiti (contatti, fusibili ecc.).

La segnalazione del guasto: "conduttore che parte dai morsetti centrali dell'impianto di bordo interrotto", viene data solo nel caso in cui il relativo interruttore si trovi nella posizione "chiuso".

Nell'esempio riportato nella *figura 3* la segnalazione di un guasto viene data mediante accensione di un unico LED rosso. Per ottenere ciò, tutti i comparatori hanno la loro uscita collegata in comune. Un tale collegamento (circuito logico OR) è reso possibile per il fatto che le loro uscite sono tutte a collettore aperto.

Naturalmente, sarebbe stato possibile munire ogni circuito (e la relativa lampada) di un proprio indicatore luminoso di funzionamento; nel qual caso si sarebbe potuto ottenere una esatta localizzazione del guasto, ma allora il circuito sarebbe stato più complicato.

Rispetto al circuito indicato nella figura 2, qui, i comparatori (che funzionano da sensori di corrente e che sono A1...A4 e B3 e B4) differiscono solo in quanto i collegamenti ai loro ingressi sono stati scambiati: e questo per il motivo che, in questo caso, quando il resistore da sorvegliare viene ad assumere un valore di resistenza elevato, l'uscita del comparatore deve assumere lo stato logico BASSO.

Il generatore della tensione V_S è strutturato come quello della figura 2, e pertanto non verrà descritto; esso provvede ad alimentare i due OP-AMP quadrupli.

Di nuovo, in questo circuito, c'è l'inserimento della tensione della luce del freno e del relativo interruttore. L'interruttore del freno è, in questo caso, un commutatore; la tensione della batteria di bordo è infatti collegata al suo contatto centrale; dal contatto della posizione di riposo del pedale si diparte un collegamento che va al sistema di segnalazione.

Quando viene premuto il pedale del freno, (contatto centrale del commutatore in posizione AK), il contatto RK rimane senza tensione ma, se tutto è in ordine, ora verrà applicata tensione sul contatto AK, e verrà pertanto applicata tensione alla lampada del freno.

Dopo quello che si è detto, qualora ai due suddetti contatti (rispettivamente RK e AK) non risultasse applicata *nessuna* tensione (per esempio, a causa della interruzione di un fusibile o della rottura di un interruttore), il circuito darebbe una segnalazione sbagliata; quest'ultima però verrebbe data anche in seguito all'azionamento del freno, in quanto *momentaneamente*, anche in questo caso, verrebbe a mancare tensione al circuito. È per questo motivo che viene introdotto un certo ritardo dato dalla rete RC da 100 kΩ/10 μF.

Si fa notare infine che i circuiti descritti non solo possono essere utilizzati per segnalare la funzionalità delle lampade di un auto ma qualsiasi altro tipo di carico. ■

LETTORI DI CODICE A BARRE

In questo "speciale" dedicato ai sensori non si poteva non accennare al lettore dei codici a barre, e cioè a quel particolare "sensore di luce" a mezza strada tra il mondo analogico e digitale. In questo articolo vengono illustrati i sistemi più importanti di codifica utilizzati per realizzare i codici a barre nonché la struttura essenziale di un lettore di questi codici.

I codici a barre sono costituiti da una serie di barre nere più o meno larghe, intercalate da spazi bianchi, anch'essi più o meno larghi. Attualmente, i codici a barre si trovano stampigliati su quasi tutti i prodotti esistenti in commercio. Essi contengono un messaggio ben definito riguardante il prodotto sul quale essi sono stati stampati; il messaggio può consistere in un semplice numero di identificazione del prodotto, nel suo prezzo, oppure in una sua descrizione alfanumerica.

Il codice a barre oltre a fornire queste informazioni dirette viene impiegato per far "entrare" in un computer il messaggio contenuto nel codice. Per estrarre questo messaggio basta far passare una sonda, detta *lettore*, trasversalmente sulle barre nere/bianche del codice; e questo lo può fare un semplice operatore (*figura 1*).

I codici a barre costituiscono un sistema veloce ed affidabile per immettere dati nei computer; per leggere un codice a barre si richiede un addestramento minimo da parte dell'operatore.

Da quanto sopra si deduce che i codici a barre possono:

— aumentare la produttività e la disponibilità delle risorse,

— ridurre i costi di inventario,

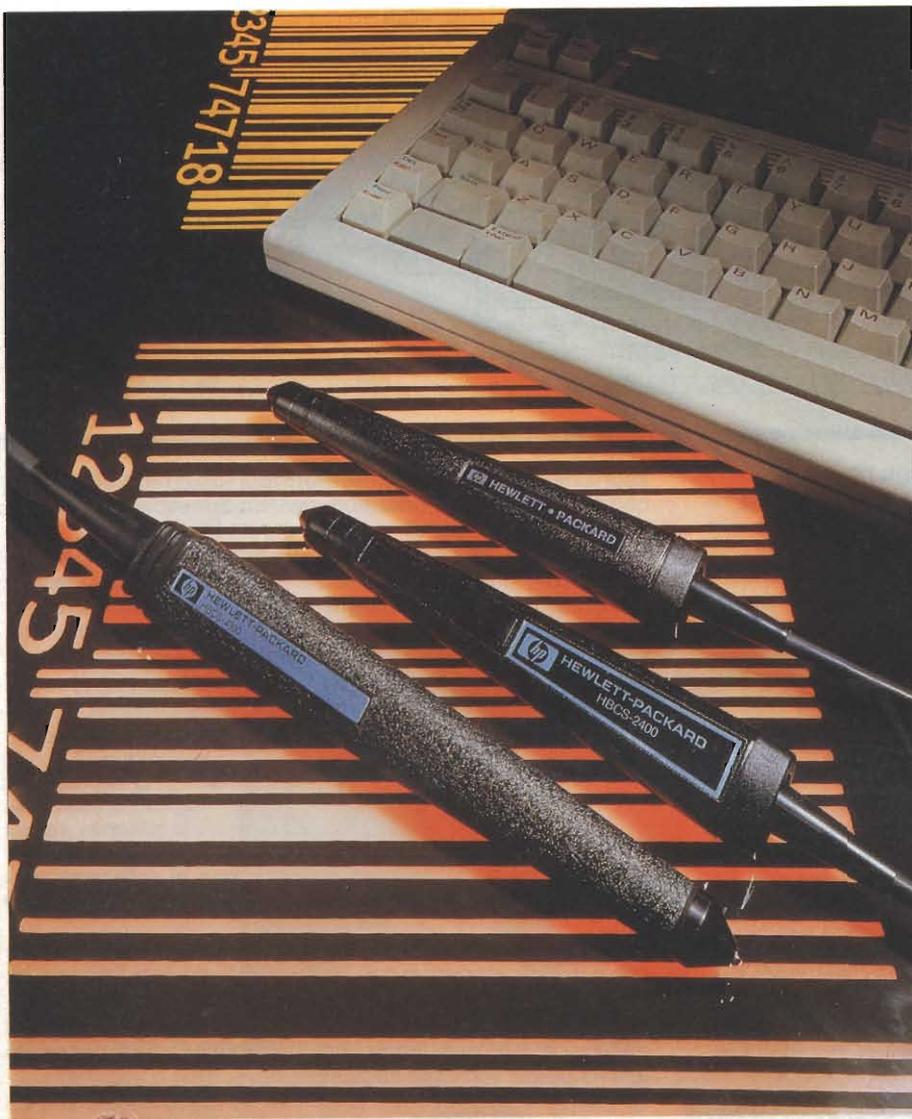
— migliorare la contabilità,

— ridurre il lavoro di registrazione su carta.

A cura della Redazione

I codici a barre consentono di inserire nel computer i dati riguardanti prodotti di natura più disparata. Il sistema è accurato, sicuro, veloce, e può essere effettuato anche da personale non specializzato. Codici a barre si notano attualmente nella maggior parte dei prodotti del commercio. Nel codice a barre può essere indicato il prezzo o qualsiasi altro parametro riguardante il prodotto. In questa foto, con il semplice passaggio della sonda sul codice a barre, si aggiorna anche lo stock del magazzino.

Lettori di codice a barre prodotti dalla Hewlett-Packard. Quando occorre inserire dati in un computer il codice a barre, in alcuni casi, è più pratico di una tastiera perché può essere manovrato da personale non specializzato.

Fig. 1 - Codici a barre, lettore e decodificatore del segnale d'uscita del lettore. (*Foto, Hewlett-Packard*).

Lettura di un codice a barre

Viene effettuata da un particolare lettore (o sonda) il quale invia verso il mezzo dove è stato stampigliato il codice una certa intensità di luce (*figura 2*). La luce, colpendo le barre nere e gli spazi bianchi ritornerà verso la sonda con una intensità luminosa che sarà abbastanza intensa quando la punta della sonda passa su una "barra" bianca mentre sarà meno intensa quando la punta della sonda viene a passare su una banda nera; questa luce modulata, trasformata in tensione da un fototransistore, opportunamente amplificata e limitata, darà un segnale ad impulsi dal quale un opportuno decodificatore ricaverà i dati digitali da trasmettere al computer (*figure 3 e 4*). Il lettore del codice a barre e il decodificatore sono due unità indispensabili per l'introduzione dei dati in un sistema di controllo computerizzato (*figura 1*).

Anche l'operatore che maneggia il lettore riveste particolare importanza in questo sistema di lettura di dati: dalla maniera infatti con cui esso passa la sonda sul codice, e in particolare, dalla velocità e dall'inclinazione con cui effettua questa operazione (massimo angolo d'inclinazione = 45°), dipenderà l'efficenza e la precisione del sistema (*figura 5*).

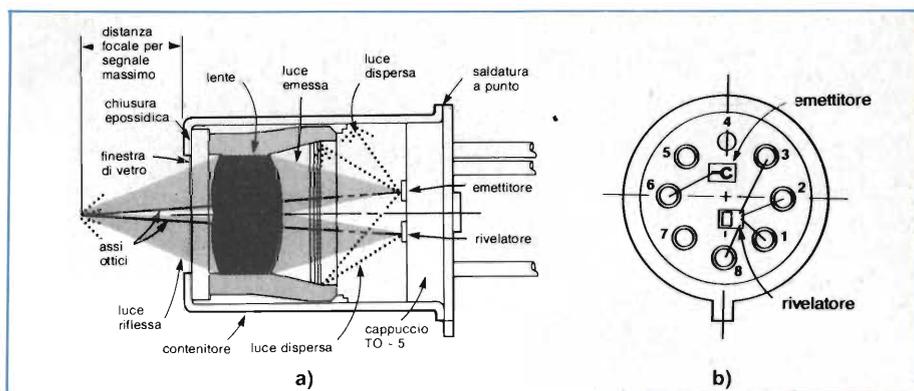
Formazione e struttura di un codice a barre

Per trasformare una data informazione in un equivalente codice a barre occorre (*figura 6*):

1) stabilire il tipo di dati da trattare e il numero dei caratteri contenuti nel messaggio;

2) trasformare questa informazione alfanumerica in una sequenza di cifre binarie.
Il numero e il valore dei bit dipenderà in questo caso dal tipo di codifica scelto, come vedremo più avanti. Per esempio, nella *figura 6* si vede come il numero 72 possa essere trasformato nella sequenza di numeri binari prescritta dal codice a barre 2 di 5;

3) creare una struttura barre/spazii capace di rappresentare, in questo caso, le due parole binarie relative ai numeri 7 e 2, ottenute nella fase due. Nella *figura 6*, come già detto, è stato impiegato il codice indu-

Fig. 2 - a) Schema di principio della parte ottica di un lettore di codici a barre. Una sorgente di luce interna viene diretta sul codice a barre; la luce riflessa ritorna di nuovo all'interno del lettore, modulata dai "neri" e dai "bianchi" del codice a barre.
b) Chip dell'emettitore e del ricevitore della luce.

LA HEWLETT-PACKARD HA RECENTEMENTE INTRODOTTO NUOVE PENNE CON PUNTA IN ZAFFIRO PER LA LETTURA DI CODICI A BARRE

Alla famiglia di lettori ottici per codici a barre dell'HP è ora stata aggiunta una nuova dimensione. La nuova linea di penne è caratterizzata da una punta di lettura in zaffiro, ermeticamente sigillata, da un'elettronica potenziata e da angoli di lettura di 45 gradi che assicurano possibilità di scansione superiori.
I lettori HBCS-2200 e HBCS-2300 sono dotati di una sorgente a luce rossa con una risoluzione di lettura di 0,19 mm e costituiscono una scelta eccellente nel settore dei lettori di codici a barre per impiego generale. L'HBCS-2400 e l'HBCS 2500 sono invece dotati di una sorgente infrarossa e di una risoluzione di lettura di 0,13 mm, per cui rappresentano la soluzione ideale nel caso di codici a barre ad elevata risoluzione.
La punta in zaffiro di cui sono dotate le nuove penne, assicura una resistenza all'usura superiore ai modelli precedenti ed è particolarmente indicata in quelle situazioni dove polvere e sporcizia mettono frequentemente fuori uso i normali lettori di codici a barre con punta non sigillata ermeticamente.
Il pulsante di lettura di cui sono dotate le due nuove penne HBCS-2200/2300 assicura un ridotto consumo energetico, rendendo i due lettori particolarmente indicati per sistemi alimentati a batteria, mentre le HBCS-2400/2500, senza interruttore, sono adatte a sistemi alimentati in alternata.
I nuovi lettori di codici a barre costituiscono, grazie alle elevate prestazioni, la soluzione ideale in applicazioni di raccolta dati in fabbrica, nel monitoraggio di processi continui, in punti di vendita al dettaglio, nel controllo d'inventario, in biblioteche pubbliche ed in applicazioni mediche/ospedaliere.

Un nuovo circuito integrato per la decodifica di codici a barre elimina la necessità dello viluppo di software dedicato

Un nuovissimo circuito integrato per la decodifica di codici a barre e le nuove penne con punta in zaffiro per la loro lettura, recentemente annunciati dalla Hewlett-Packard, costituiscono una carta vincente per gli OEM, permettendo notevoli risparmi di tempo e denaro, poiché eliminano ogni necessità di sviluppare software dedicato.
La nuova combinazione, costituita dal decodificatore e da una scelta di lettori ottici che soddisfa ogni esigenza, è particolarmente indirizzata alla raccolta dati in fabbrica, ai terminali video di punti vendita, ai personal computer, alle tastiere, alle bilance ed a qualunque altro sistema di raccolta dati e di trattamento e stoccaggio materiali.
Il decodificatore standard supporta 4 dei codici a barre più comunemente usati e cioè, il 3 di 9, l'Extended 3 di 9, l'Interlaved 2 di 5 ed i codici UPC/EAN/JAN.
Nel caso in cui sia accettato più di uno dei codici elencati, il decodificatore riconosce automaticamente di quale tipo si tratta.
È disponibile sia un'interfaccia parallela, che una seriale, per cui l'integrato può facilmente essere collegato alla maggior parte dei microprocessori, esplicando la funzione di un completo circuito di decodifica ed eliminando in tal modo tutta l'elettronica accessoria.
Il nuovo decodificatore può essere utilizzato in unione alle nuove penne di lettura con punta in zaffiro delle serie HBCS-2000 e HBCS-4000. Inoltre il chip ed il lettore sono anche disponibili insieme con la denominazione HBCR-1000.

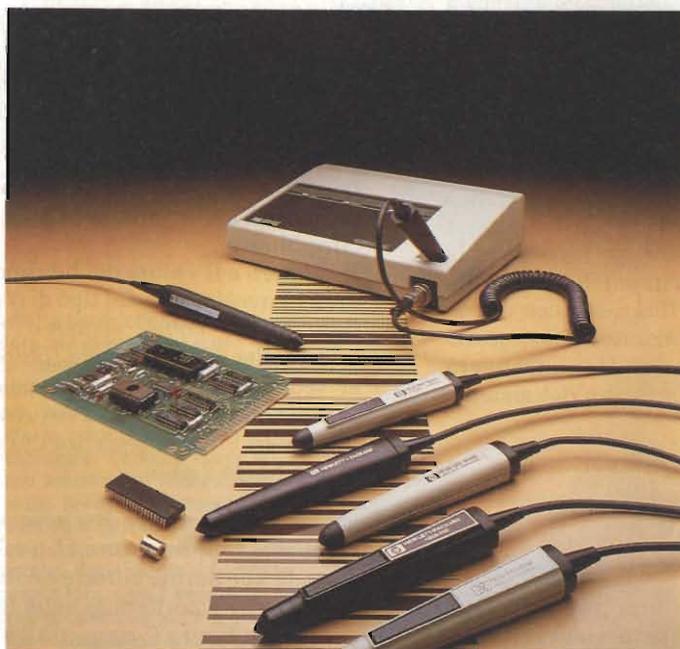



Fig. 1 - Lettori di codici a barre Hewlett-Packard.

striale 2 di 5. Si noti in particolare che la barra *stretta* rappresenta il numero binario "0" mentre quella *larga* indica il numero binario "1".

4) riunire le parole binarie che rappresentano le informazioni di partenza in un unico simbolo che esprima il messaggio completo. (In basso, *figura 6*).

La *figura 7* indica la struttura *completa* di un codice a barre. In particolare esso è formato da

— margini inizio/fine,

— barre start/stop,

— barre contenenti il messaggio,

— eventuali barre di controllo (check-sum).

I *margini inizio/fine* si trovano all'inizio e alla fine del codice a barre. Sono semplicemente spazi bianchi, privi di qualsiasi informazione. Essi servono semplicemente ad indicare al decodificatore di prepararsi perché la punta del lettore sta avvicinandosi al codice a barre.

Le *barre di stop* che si trovano alla prima barra del codice vero e proprio; sono strutture nere/bianco che servono ad identificare l'inizio del vero codice a barre, delle barre cioè che trasportano l'informazione. Il decodificatore, prima di iniziare a trattare i dati seriali fornitigli dal lettore, deve assolutamente riconoscere le barre di start; queste gli diranno che esso sta effettivamente decodificando un codice a barre, e non una serie di barre bianco/nero

Lettori ottici di codici a barre per impieghi industriali completano la famiglia di lettori Hewlett-Packard

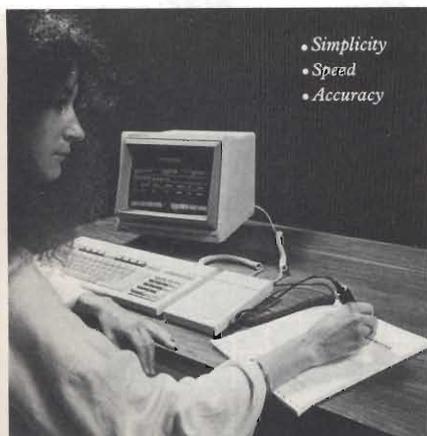
Le nuove penne per lettura di codici a barre HBCS-4300 e HBCS-4500 sono dotate di robusti contenitori metallici e sono particolarmente indicate per impieghi gravosi in ambienti industriali.

Fig. 2 - Un circuito integrato per la decodifica di codici a barre permette di fare a meno di sviluppare un software dedicato.

I lettori di codici a barre sono dotati di contenitore in alluminio, leggero e maneggevole, e permettono la lettura ottimale dei più comuni codici a barre. La penna HBCS-4300 contiene una sorgente LED ed un sensore ottico operanti nel visibile, a 700 nm, mentre l'HBCS-4500 lavora a 820 nm, cioè nell'infrarosso.
Mentre la prima, l'HBCS-4300, ha una risoluzione di lettura di 0,19 mm ed è particolarmente indicata per codici a barre di tipo generale, l'HBCS-4500 è adatta a codici a elevata densità, con una risoluzione di lettura di 0,13 mm.
Le penne ottiche HP con corpo in metallo sono particolarmente adatte ad essere impiegate in ambienti industriali ed applicazioni LOGMARS, dove assume estrema importanza la robustezza e la durata dello strumento. Inoltre, la punta in zaffiro ermeticamente sigillata, assicura la massima protezione alla contaminazione da polvere e sporco di ogni natura.

Lettore di codici a barre per il personal HP 150 e il terminale HP 2392A

Da oggi, il personal HP 150 e il terminale video HP 2392A possono anche leggere codici a barre, grazie al nuovo lettore HP 92915A, costituito da una penna unita da un cavo a spirale a un decodificatore.
Quest'ultimo è collegato in serie con il cavo della tastiera, attraverso il quale è alimentato; in questo modo, il lettore di codici a barre è automaticamente pronto per l'uso quando il terminale viene acceso. Poiché la tastiera rimane attiva, è possibile mescolare nella medesima applicazione codici a barre e parametri introdotti via tastiera, e vedere poi tutti i dati visualizzati sullo schermo.
La penna di lettura, dotata di puntina sostituibile di zaffiro, è in grado di leggere codici di diversa densità; adatta per l'ufficio e l'industria leggera, è resistente alla polvere, agli urti e all'umidità.
La risoluzione standard dell'HP 92915A è di 0,0075 pollici.
Un selettore sulla penna consente di verificare l'integrità dei dati e di scegliere il tipo di codice; L'HP92915A è in grado di leggere i codici 3 di 9, Interleaved 2 di 5, UPC/EAN/JAN, CODABAR e CODABAR ABC.

Fig. 3 - Il nuovo lettore di codici a barre HP92915A rappresenta una valida alternativa all'introduzione di dati via tastiera per i personal HP150 e per il terminale video HP 2392A.

Informazioni più dettagliate possono essere richieste a:
HEWLETT-PACKARD
Via G. di Vittorio, 9
Cernusco sul Naviglio (MI)
Tel. 02/923691

Per informazioni indicare **Rif. P 10** sul tagliando

Fig. 3 - Circuito elettronico che provvede, in un lettore di codici a barre, ad amplificare e a fornire un segnale d'uscita corrispondente alle barre bianco/ nere.

Fig. 4 - Andamento del segnale all'uscita del lettore. Sarà compito del decodificatore trasformarlo in un vero segnale logico adatto ad essere applicato all'ingresso di un computer.

assomiglianti, in qualche modo, alle vere barre del codice, e sulle quali accidentalmente potrebbe scorrere il lettore.

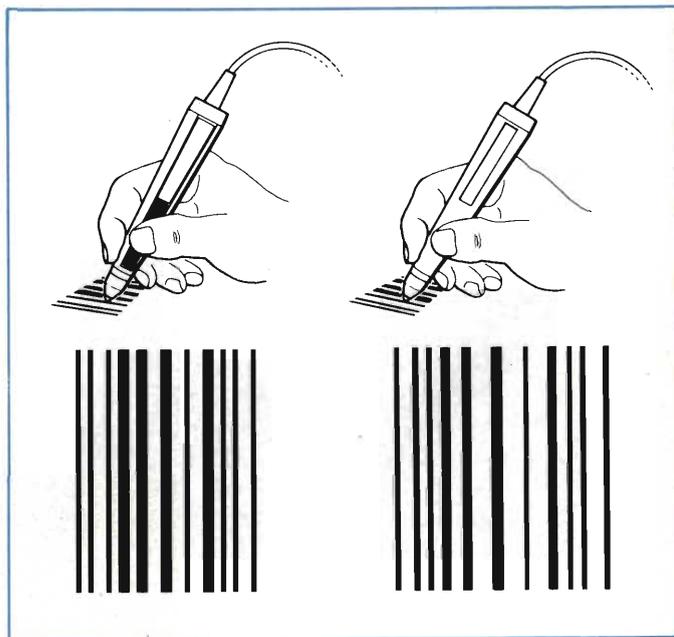
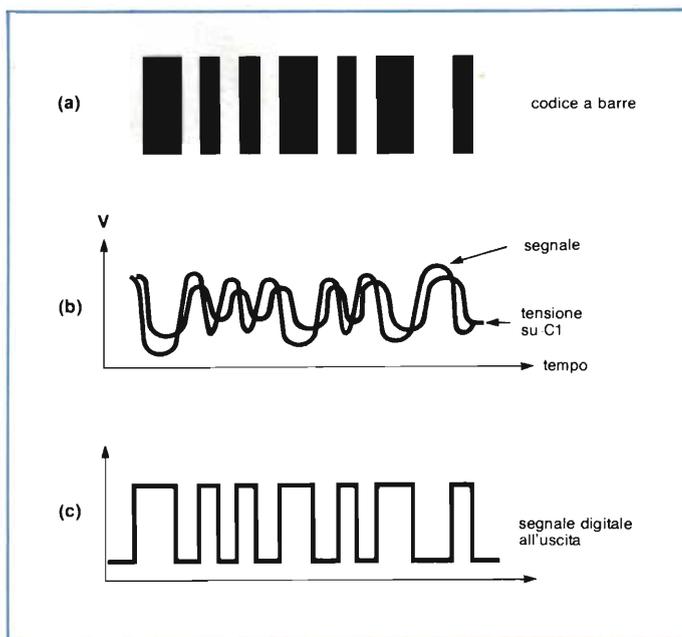
Le barre di stop che si trovano alla fine di quelle che trasportano il messaggio, servono semplicemente a segnalare al decodificatore che il codice a barre è terminato, e che quindi esso potrà darne notizia all'operatore del lettore del codice, e nello stesso tempo trasmettere il messaggio al computer centrale. In altre parole, le *barre di stop* fanno si che non vengano inoltrate informazioni incomplete.

Le barre di start e di stop hanno una struttura asimmetrica. Questa asimmetria permette di poter leggere il codice a barre movendo il lettore sia da sinistra a destra che da destra a sinistra: la lettura è cioè *bidirezionale*; questo perché il decodificatore, grazie alla particolare struttura delle barre di start e di stop, è in grado di distinguere i due sensi di lettura per cui se il messaggio venisse letto in senso inverso, il decodificatore, prima di trasmetterlo per la sua ulteriore elaborazione, provvederebbe a riorientarlo nella forma corretta.

Sistemi di codifica

Per trasmettere una data informazione sotto forma di codice a barre si possono utilizzare vari sistemi di codifica; ciò significa che per esprimere l'informazione binaria corrispondente possono essere utilizzate varie combinazioni di barre nere/barre bianche.
I sistemi di codifica sono essenzialmente due (*figura 8*):

— barra (nera o bianca) a larghezza variabile,

Fig. 5 - Il lettore deve essere orientato sul codice a barre come indicato in questa figura. (in basso). Codici a barre standard, allargati per evidenziare i dettagli.

— non ritorno a zero, o NRZ (Non - Return - to - Zero).

Il primo viene impiegato in campo industriale; il secondo, in campo commerciale. I dati codificati possono essere numeri (da 0 a 9) oppure alfanumerici (da 0 a 9 e dalla A alla Z, più altri caratteri speciali).

Codifica dell'informazione binaria sotto forma di barre più o meno larghe

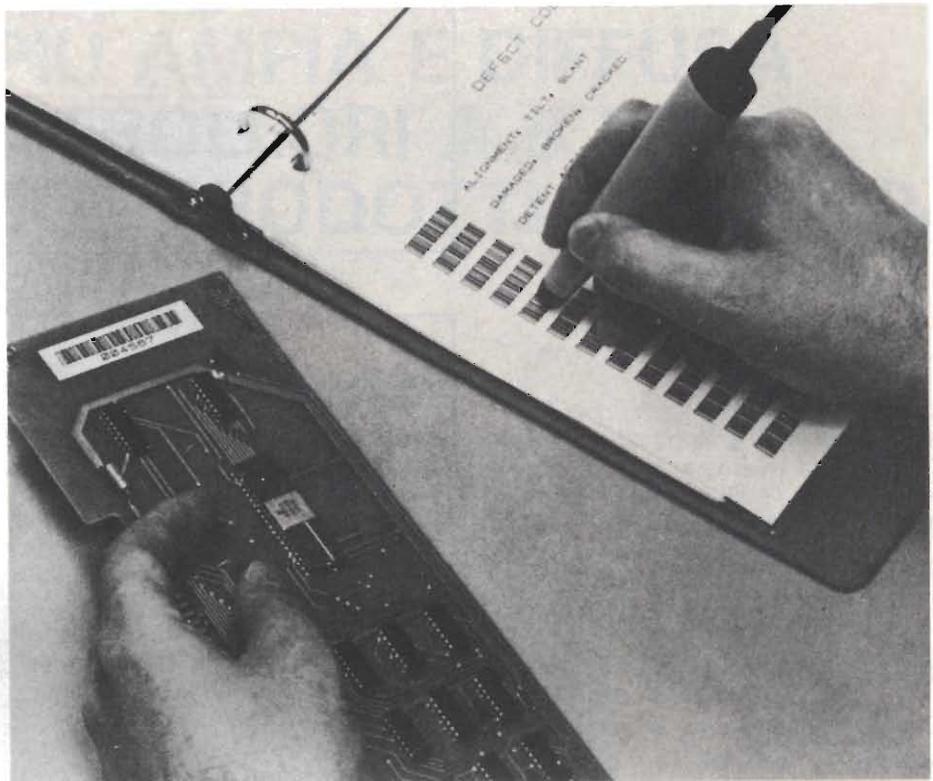
Questo sistema di codifica utilizza una barra *stretta* (o uno spazio) per indicare la cifra binaria "0", e una barra *larga* (o uno spazio) per indicare la cifra binaria "1" (*figura 8* a sinistra). La barra (o lo spazio) che indica il binario "1" può essere dalle due alle tre volte più larga della barra (o dello spazio) che rappresenta la cifra binaria "0".

Codici a barre strutturati secondo questo tipo di codifica vengono anche chiamati codici a *due livelli*, a causa delle barre larghe e strette utilizzate.

Si osservi (*figura 8*) come questo tipo di codifica prevede una netta separazione tra una cifra binaria e quella successiva. Nella figura 8 ad ogni barra nera (stretta o larga) corrisponde una sola cifra binaria (zero oppure uno).

Codifica dell'informazione binaria sotto forma di maggiore o minore luce riflessa

In questo caso, l'informazione binaria, e cioè "1" o "0" viene codificata sotto forma di intensità di luce più o meno intensa. Il lettore quando viene fatto passare sul codice a barre, emette una luce; questa viene più o meno riflessa a seconda se il lettore viene a trovarsi su una barra bianca o una nera. In particolare, la cifra binaria "0" sarà data da una *intensa* luce riflessa (spazio bianco); la cifra binaria "1" sarà data invece da una luce riflessa debole (barra nera).

Si noti che in questo sistema di codifica, a differenza del precedente, non esiste nessuna transizione tra stati logici della stessa natura (nella *figura 8* a destra, due "1" successivi sono rappresentati da un'unica barra nera, e tre "0" successivi da un unico spazio bianco); di conseguenza, una sequenza di "0" o di "1" verrà rappresentata da spazi bianchi (elevata riflessione) o barre nere (bassa riflessione) più o meno lunghe.

Nei codici UPC (Universal Product Code) e EAN (European Article Number) che utilizzano la codifica NRZ, nelle zone a elevata o a bassa riflessione del codice a barre (in altre parole, in corrispondenza delle barre bianche o nere) possono trovarsi fino a 4 cifre binarie della stessa natura.

Teoricamente, il lettore del codice do-

Impiego industriale del codice a barre. In questo caso, ogni piastra di circuito stampato cablato viene identificata con un codice a barre. Il messaggio contenuto nel codice a barre riguarda, in questo caso, le condizioni e i difetti della piastra riscontrati in fase di collaudo. L'operatore, passando la sonda prima sul codice a barre presente sulla piastra e poi su una serie di codici accoppiati alle varie condizioni di collaudo, può immediatamente individuare le reali condizioni di collaudo riscontrata in quella piastra. Si evitano in questo modo eventuali errori dovuti alle incorrette interpretazioni di scritture a mano.

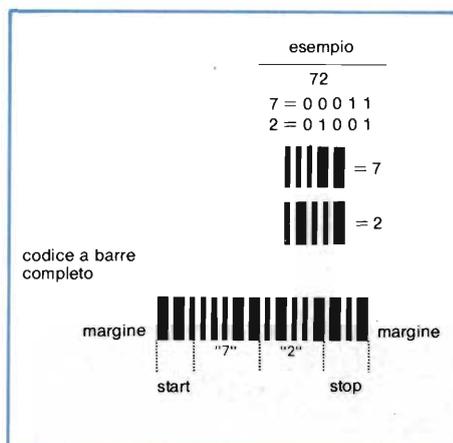



Fig. 6 - Principio di codifica/decodifica di una informazione binaria in un corrispondente codice a barre.

Fig. 7 - Struttura completa di un codice a barre.

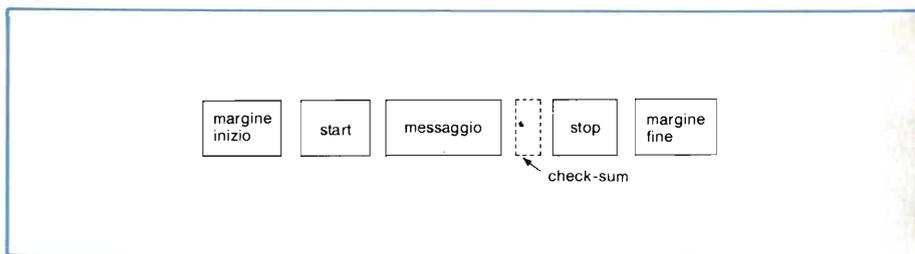
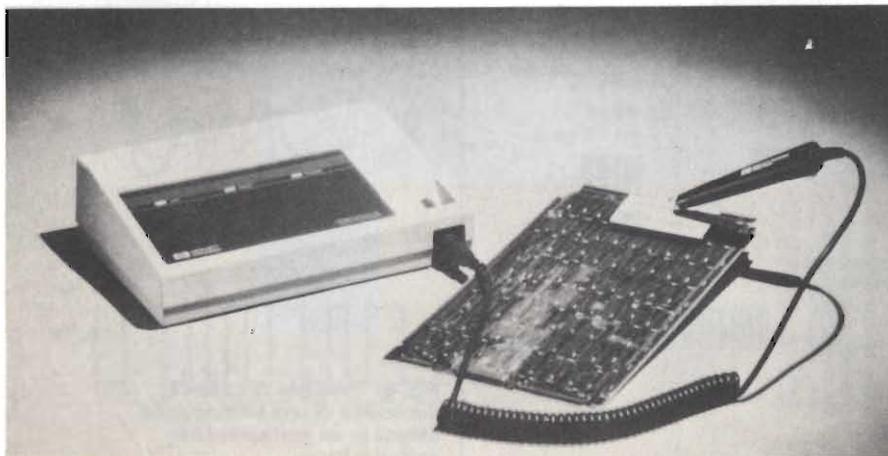



Fig. 8 - I due sistemi utilizzati per trasformare un'informazione binaria in un codice a barre.

Fig. 9 - Lettore di codice a barre HP 16 801A. È un dispositivo di data-entry a sola trasmissione che possiede un semplice feed-back acustico locale destinato all'operatore. La versione programmabile HP 16800A consente un controllo interattivo programmabile da computer centrale; può integrarsi in sistemi sofisticati di data-entry, possiede una maggior scelta di feed-back acustici per l'operatore.

vrebbe dare un segnale NRZ identico al relativo codice; sarà però compito del decodificatore interpretare la maggiore o minore lunghezza della barra nera (o dello spazio bianco) come una serie successiva di cifre binarie uguali e di numero ben preciso.

Applicazioni dei codici a barre

Le applicazioni dei codici a barre vanno viste come un'alternativa all'impiego della tastiera in un sistema di controllo computerizzato. I codici a barre consentono di applicare all'ingresso del sistema non molti dati, ma quello che è più importante, è che questa operazione può essere effettuata anche da persone non specializzate.

Attualmente, i codici a barre vengono impiegati in tre settori principali del commercio.

L'applicazione più interessante e diffusa riguarda i punti di vendita dei supermercati controllati mediante computer. Qui, il codice a barre, stampigliato sui vari prodotti, viene letto passandovi sopra il lettore; l'uscita del lettore viene portata al computer centrale il quale comunicherà all'operatore addetto alle vendite tramite opportuno display, il prezzo del prodotto; nello stesso tempo, una stampante provvederà a stamparlo sullo scontrino che verrà dato al cliente; il computer penserà infine ad aggiornare l'inventario di quel dato prodotto.

Il sistema, come si vede, è veloce, non ammette errori e aggiorna automaticamente lo stock di tutti i prodotti.

Il secondo settore di applicazione del codice a barre è quello riguardante l'ingresso dati in un sistema computerizzato in campo industriale. Anche in questo caso, il codice a barre può servire a tenere aggiornato lo stock dei vari prodotti, ad identificare, per esempio, le condizioni di controllo di schede stampate o di apparati e per trasferire a distanza dati di qualsiasi natura.

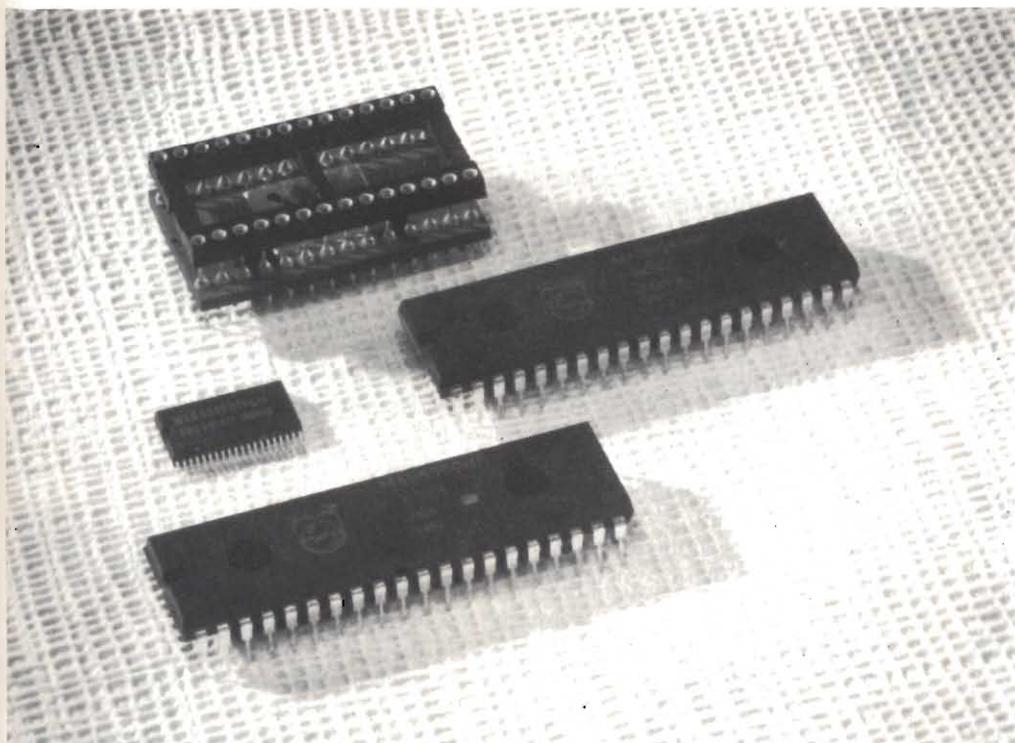
In tutti questi casi, compito del codice a barre sarà quello di inserire *a mano* nel computer centrale, in maniera estremamente sicura ed esente da errori (che potrebbero invece verificarsi utilizzando una tastiera) i dati raccolti nelle condizioni più disagiate;

Il terzo settore d'impiego del codice a barre è quello dei microcomputer; quì, il codice a barre può rappresentare un modo estremamente economico per applicare dati all'ingresso del sistema. Inoltre, i programmi per computer, redatti sotto forma di codici a barre, potrebbero essere prodotti in grandi quantità mediante semplice stampa litografica, e distribuiti a un gran numero di utilizzatori. ■

Electronic Components and Materials

PHILIPS

LA GAMMA PIÙ AMPIA E DIFFUSA DI MICROCONTROLLORI A 8 BIT N-MOS E C-MOS PRODOTTI IN EUROPA

DA PHILIPS/ELCOMA

La gamma di microcontrollori, oggi standard mondiale e ad alto volume di produzione, comprende tre famiglie principali:

- La famiglia 8048H
- La famiglia 8051AH
- La famiglia 8400 con bus seriale I²C
- Tutti i microcontrollori sono disponibili sia in DIL che in contenitore adatto per montaggio superficiale
- Il centro di produzione europeo consente la massima rapidità di risposta alle richieste di mascheratura

TECNOLOGIA	NMOS (HMOS)				CMOS (CHMOS)		
CAPACITÀ ROM (BYTE)	1 K	2 K	4 K	6 K	1 K	2 K	4 K
FAMIGLIA 8048H	MAB8041A MAB8048H	MAB8049H	MAB8050H		PCB80C48	PCB80C49	PCB80C50
Versione senza ROM	MAB8035H	MAB8039H	MAB8040H		PCB80C35	PCB80C39	PCB80C40
FAMIGLIA 8051AH			MAB8051AH				PCB80C51
Versione senza ROM			MAB8031AH				PCB80C31
FAMIGLIA 8400	MAB8410	MAB8420 MAB8421	MAB8440 MAB8441	MAB8461		PCB84C20	PCB84C40
Versione senza ROM				MAB8400 MAB8401			PCB84C00

Tipi derivati da 80C31/51 con interfaccia seriale per protocolli I²C BUS (Inter I.C. Bus) e D²B BUS seriale (Digital Data Bus) per comunicazioni fra apparecchiature, saranno disponibili nel corso del 1985.

PHILIPS S.p.A. SEZIONE ELCOMA - Piazza IV Novembre 3 - Telefono 02/6752-2269/2568 - 20124 MILANO

SENSORE DI PRESSIONE MONOLITICO KP100A

La pressione e la temperatura sono due grandezze fisiche che intervengono nella maggior parte dei processi industriali ed anche nel settore delle apparecchiature domestiche. La loro misura esatta è di estrema importanza sia per ciò che riguarda il corretto funzionamento delle apparecchiature sia la loro conservazione nel tempo. Attualmente, la maggior parte dei sensori di queste grandezze fisiche è a semiconduttori e la tecnologia impiegata per la loro realizzazione è, in molti casi, quella utilizzata per realizzare i circuiti integrati. In questo articolo, si presenta un sensore di pressione, che per la trasduzione pressione/tensione, sfrutta l'effetto piezoelettrico. Viene illustrato un circuito per l'amplificazione e la compensazione della tensione d'uscita del ponte del sensore, e si accenna infine alla possibilità di integrare nello stesso chip del sensore, la maggior parte dei circuiti esterni attualmente realizzati con componenti discreti.

Gerd Keitel, Gian Paolo Geroldi - Philips S.p.A.

L'attuale tendenza è di applicare le grandi potenzialità dei circuiti integrati in tutti i processi di controllo industriale e in tutti i settori della strumentazione: ciò richiede dal canto suo poter disporre di *sensori* veloci e accurati. Tra i sensori, oltre a quelli utilizzati per la misura della *temperatura*, si distinguono per il loro ampio raggio d'impiego, quelli destinati a misurare la *pressione*. Tra questi sta assumendo una posizione "leader" il tipo *HP100A* un sensore al silicio molto veloce e accurato, il quale, grazie alla sua struttura monolitica, può "integrarsi" con estrema facilità negli attuali sistemi basati sui circuiti integrati.

Il sensore di pressione KP100A (*figura 1*) è essenzialmente un barometro aneroide per il fatto che il segnale, che esso è in grado di dare, viene fornito dal movimento che una membrana che ricopre una camera sottovuoto subisce in seguito al variare della pressione atmosferica esterna. A differenza però del barometro aneroide così descritto, il KP 100A non richiede dei sistemi meccanici o ottici per segnalare il movimento della membrana. Infatti, nel KP100A, il movimento della membrana viene rivelato da una serie di *calibri estensimetrici piezoresistivi*, impiantati, in una configurazione circuitale a ponte di Wheatstone, nella parete della membrana di silicio medesima.

I vantaggi di poter disporre di un dispositivo *tutto* di silicio sono evidenti:
— prestazioni e caratteristiche stabili e affidabili, proprie di questo materiale semiconduttore;
— costo relativamente basso per il fatto che, per la sua realizzazione, si può attingere a quelle tecnologie ormai standardizzate e sicure che so-

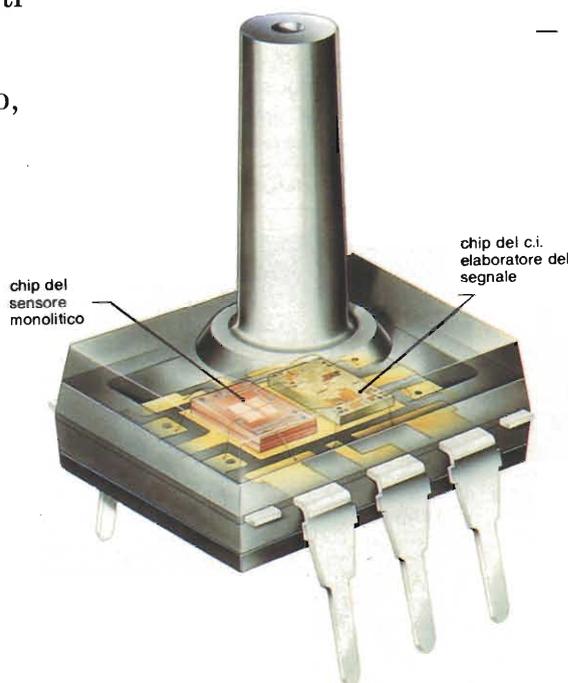



Fig. 1 - Il KP100A, un sensore che misura la pressione assoluta, è essenzialmente un barometro aneroide nel quale la maggiore o minore incurvatura della membrana che ricopre una camera a vuoto, produce in 4 resistori impiantati nella membrana, una variazione della loro resistività. Questi resistori sono collegati in un circuito a ponte Wheatstone, per cui una variazione della loro resistività, direttamente proporzionale allo stress meccanico a cui vengono sottoposti (e pertanto alla pressione esterna), produrrà uno sbilanciamento del ponte, e pertanto una tensione d'uscita direttamente proporzionale alla pressione atmosferica sulla membrana.

no alla base della costruzione di qualsiasi dispositivo semiconduttore al silicio.

In questo articolo si dirà come questo sensore viene costruito, come esso funziona e quale circuito si dovrà utilizzare per poterlo impiegare in un gran numero di situazioni: queste ultime vanno dalla semplice funzione di *interruttore* che apre/chiude un circuito in corrispondenza del superamento di una data soglia di pressione, alla funzione di misuratore di altezza e di profondità (altimetri), alla funzione di semplice barometro per impiego domestico oppure professionale, ed infine, alla misura della pressione dei mezzi più svariati in campo automobilistico.

Verrà descritto anche un circuito integrato appositamente strutturato per "trattare" il segnale d'uscita di questo sensore. Questo integrato è destinato a sostituire, in molte applicazioni, gran parte della circuiteria esterna a componenti discreti richiesta; fornisce un segnale di uscita lineare e incorpora sistemi di compensazione della temperatura e di messa a punto della tensione di offset e della sensibilità.

Principio di funzionamento del sensore piezoresistivo KP100A

Si sa che nei metalli e nei semiconduttori, la mobilità e la concentrazione delle cariche possono essere influenzate da sollecitazioni meccaniche alle quali questi materiali possono essere assoggettati. In particolare, nei semiconduttori, questa variazione di concentrazione delle cariche è dovuta ad una alterazione del "salto di energia" (energy gap) prodotta dallo stress meccanico a cui questo materiale viene sottoposto. Ovviamente, per poter presentare questa caratteristica, il silicio deve essere drogato, ed inoltre a seconda della natura della drogatura (di tipo p o di tipo n), un aumento della sollecitazione meccanica potrà produrre o un aumento oppure una diminuzione nella *resistività* (e cioè nella concentrazione delle cariche) a seconda del materiale utilizzato: siamo in presenza, in altre parole, dell'*effetto piezoelettrico*.

Quantitativamente, la variazione della resistenza, prodotta dalla sollecitazione meccanica, viene definita come rapporto della variazione della resistenza ($\Delta R/R$) prodotta da una sollecitazione meccanica unitaria ($\Delta l/l$). Nei materiali semiconduttori sono state riscontrate variazioni di resistività comprese tra 50 e 100, mentre nei metalli le corrispondenti variazioni di resistività sono molto basse (dell'ordine di 2).

Fig. 2 - Il chip del sensore KP100A visto in sezione e in pianta. I quattro piezoresistori sono collegati in un circuito a ponte al centro della membrana. Per produrre il vero sbilanciamento del ponte occorre che la membrana non sia quadrata ma rettangolare.

La *figura 2* mostra la struttura essenziale del chip del sensore KP100A, visto in sezione e dall'alto. Al centro della membrana rettangolare di silicio (1200 x 2400 μm^2) si trova un ponte di Wheatstone. La membrana ricopre un vano nel quale è stato fatto un vuoto spinto. La membrana di silicio, sotto l'azione di una variazione di pressione esterna s'incurva, e di conseguenza anche i resistori del ponte, impiantati al centro di essa, subiranno una sollecitazione meccanica che, alterando il valore della loro resistività (effetto piezoelettrico), produrrà uno sbilanciamento delle condizioni di equilibrio elettrico del ponte: il maggiore o minore sbilanciamento del ponte potrà allora essere preso come misura dell'entità di variazione della pressione atmosferica esterna intervenuta.

Da notare un particolare costruttivo molto importante: alla membrana non si è assegnata la forma quadrata bensì rettangolare; questo fa si che, sotto l'azione della pressione, *i due piezoresistori adiacenti* del ponte subiscano un differente valore di deformazione, e di conseguenza, presentino differenti valori di resistività per cui il ponte risulterà effettivamente sbilanciato, cosa che non potrebbe invece verificarsi nel caso si fosse assegnata alla membrana una forma quadrata. In questo caso,

Fig. 3 - Circuito elettrico del sensore di pressione KP100A. Un aumento della temperatura fa diminuire la tensione di alimentazione del ponte, e di conseguenza, la sensibilità del sensore. Per ovviare a questo inconveniente, si inseriscono in serie alla tensione di alimentazione del ponte, i cosidetti moltiplicatori di V_{BE}, i quali, via via che aumenta la temperatura, provvedono ad aumentare la tensione di alimentazione del ponte, compensando in questo modo la perdita di sensibilità che diversamente si avrebbe all'aumentare della temperatura.

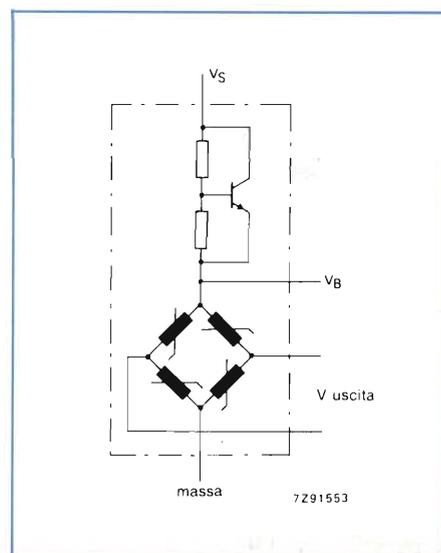
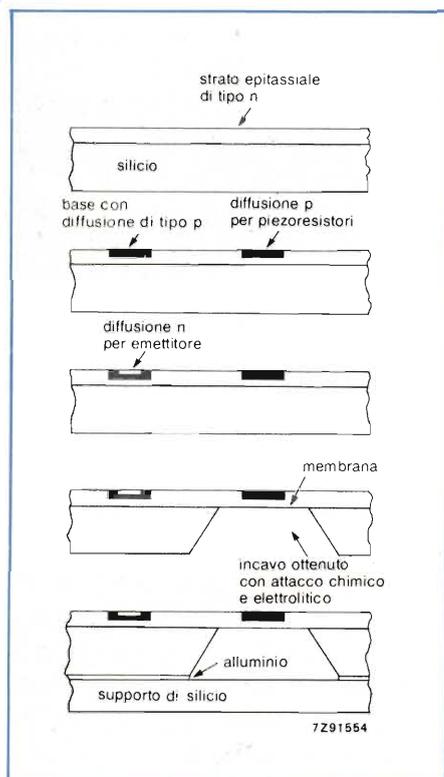
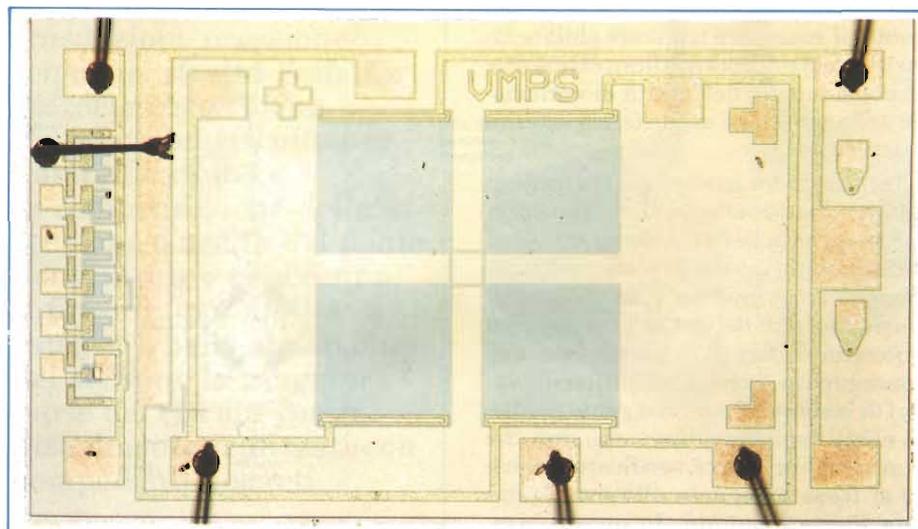



Fig. 4 - Fasi essenziali della costruzione del chip del sensore di pressione KP100A.

Fig. 5 - Come si presenta il chip del sensore prima del suo incapsulamento nel contenitore. Si notino, a sinistra, i transistori che formano i moltiplicatori di V_{BE} utilizzati per mantenere inalterata la sensibilità del sensore al variare della temperatura.

infatti, la pressione produrrebbe una identica deformazione in *tutti e quattro* i piezoresistori, per cui, il ponte, anche in presenza di una variazione di pressione, non risulterebbe affatto sbilanciato, e non darebbe quindi nessun segnale d'uscita.

Nella *figura 3* è indicata la configurazione circuitale del ponte del sensore KP100A. Questo ponte ha una sensibilità pari a 13 mV/Vbar a 25 °C. C'è da dire però che i piezoresistori del ponte sono sensibili alla temperatura nel senso che la loro piezoresistività può essere variata anche in seguito ad una variazione di temperatura. Per questo motivo la sensibilità del ponte potrà essere influenzata anche dalla temperatura, e precisamente lo sarà nella misura di circa —0,2 %/K.

Per neutralizzare questa influenza, e poter quindi utilizzare il sensore entro ampie variazioni di temperatura, si è pensato di incorporare nel chip e di collegare al ponte i *cosiddetti moltiplicatori di V_{BE}*, i quali, sotto l'azione di un aumento della temperatura, diminuiscono la loro resistenza, e di conseguenza applicano al ponte una tensione di alimentazione più elevata. In conseguenza di ciò, il ponte aumenterà la sua sensibilità, compensando in questo modo quella persa a seguito di un aumento di temperatura.

Inevitabilmente, la presenza di questo moltiplicatore abbassa la sensibilità del ponte che passa dal valore di 13 mV/Vbar a circa 7,5 mV/Vbar (in pratica, la dimezza). Ma il vantaggio che esso permette di avere è che ora il suo coefficiente di temperatura (e cioè la variazione di sensibilità del ponte prodotta da una variazione di temperatura) si abbasserà notevolmente in quanto da —0,2 %/K diventerà ora +0,02 %/K.

In pratica, nel chip del sensore di pressione KP100A, sono stati integrati ben 5 moltiplicatori V_{BE}, aventi, ciascuno, una propria caratteristica di temperatura, ottimizzata per un valore di tensione di alimentazione ben definita.

Tecnologia impiegata per realizzare il sensore di pressione KP100A

Le fasi essenziali riguardanti la costruzione del KP100A sono indicate nella *figura 4*. Esse avvengono in questa sequenza:

— formazione di uno strato epitassiale di tipo n, ad elevata resistività, sulla superficie molto levigata di una fettina di silicio drogato con arsenico;

— diffusione di tipo p dei 4 piezoresistori del ponte di Wheatstone (e delle piazzuole di contatto) nello strato epitassiale precedentemente formato, e contemporaneamente diffusione delle regioni di base (anch'esse di tipo p) dei moltiplicatori V_{BE};

— diffusione di tipo p per formare le regioni di emettitore dei moltiplicatori di V_{BE};

— asportazione mediante attacco chimico (mordenzatura) della parte del chip sottostante lo strato epitassiale, in modo da far funzionare quest'ultimo come membrana del sensore.
L'attacco chimico è di natura elettrolitica ed è realizzato con sostanze che cessano la loro azione non appena si perviene allo strato epitassiale per cui la "membrana" verrà ad assumere contorni precisi e ben definiti.

— applicazione di una piastrina di silicio sul fondo del chip allo scopo di chiudere la "camera" precedentemente formata. Questa piastrina viene saldata al chip mediante un adesivo a base di alluminio; successivamente si provvederà ad effettuare un vuoto spinto nella camera.

— metallizzazione con alluminio, depositato per diffusione su uno strato isolante di biossido di silicio (con

Tabella 1 - Dati caratteristici essenziali del sensore KP 100 A			
	KP100A	KP100A1	KP101A
Tensione di alimentazione del ponte			
massima	12 V	12 V	12 V
tipica (perfetta compensazione della temperatura)	7,5 V	5 V	5 V
campo di misura della pressione	2 bar	2 bar	1,2 bar
sensibilità (a 25 °C)	9 - 17 mV/Vbar	9 - 17 mV/Vbar	14 - 28 mV/Vbar
tensione di offset	±5 mV/V	±5 mV/V	±5 mV/V
coefficiente di temperatura della sensibilità			
non compensato (alimentazione del ponte ⩽ 12 V)	—0,2%/K	—0,2%/K	0,2%/K
compensato	±0,02%/K	±0,02%/K	±0,02%/K
coefficiente di temperatura della tensione di offset			
non compensato (alimentazione del ponte < 7,5 V)	±0,04%/K	±0,04%/K	±0,04%/K
compensato	±0,06%/K	±0,06%/K	±0,06%/K
resistenza del ponte	1,8 kΩ	1,8 kΩ	1 - 2 kΩ
isteresi della pressione	±0,6%	±0,6%	±0,6%

finestre di contatto), seguita da un processo di passivazione (ricopritura) a base di nitruro di silicio.

Seguendo una tecnologia ormai consolidata, sulle suddette piastrine di silicio (wafer) vengono realizzati contemporaneamente molti chip di sensori.

Prima di procedere alla loro separazione si procede al controllo delle caratteristiche elettriche di ciascuno, scartando i chip che non presentano le caratteristiche desiderate.

A questo punto si "tagliano via" dal wafer i chip buoni i quali vengono incapsulati in contenitori DIL a sei terminali. Sulla parte superiore del contenitore si sistema un tubetto con diametro di 3 mm; è attraverso questo foro, che la parte esterna della membrana potrà "mettersi in contatto" con l'atmosfera esterna.

Nella *figura 5* si può vedere il chip di un sensore prima del suo incapsulamento.

Caratteristiche e prestazioni

Nella *figura 6* si può vedere come varia la tensione d'uscita del ponte al variare della pressione; la tensione di alimentazione è stata assunta come parametro.

Questa figura indica chiaramente due cose: innanzitutto mostra che tra tensione d'uscita del ponte e pressione, esiste un andamento lineare; in secondo luogo, chiarisce il funzionamento dei moltiplicatori di V_{BE}.

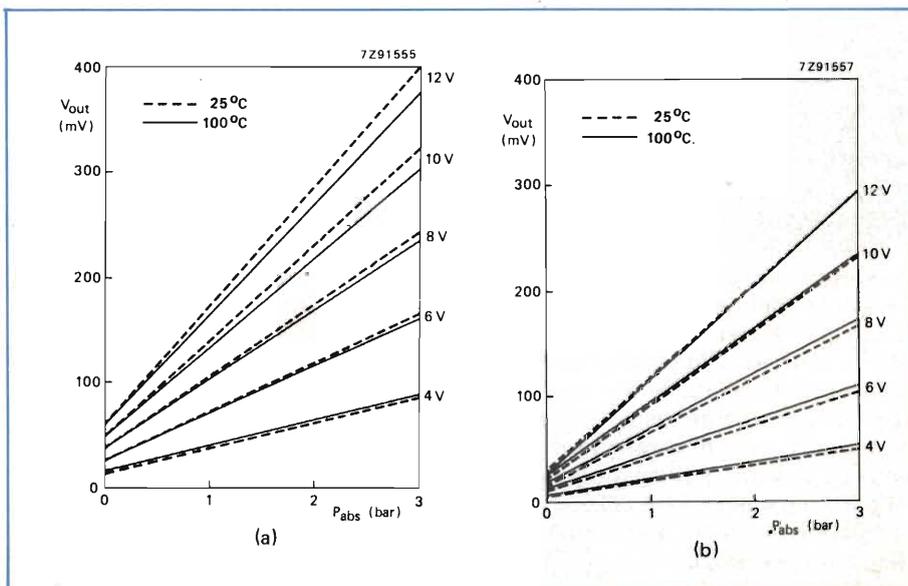
Nella *figura 6a* infatti, il moltiplicatore che funziona è quello ottimizzato per lavorare con una tensione di alimentazione di 4 V; ed effettivamente si può riscontrare che, alimentando il sensore con questo valore di tensione di alimentazione, la variazione di sensibilità riscontrata entro tutti i valori di temperatura compresi tra 25 °C e 100 °C, è praticamente nulla (solo l'1,5%).

La *figura 6b*, indica la stessa cosa, con la differenza che, in questo caso, entra in funzione solo il moltiplicatore di V_{BE} dimensionato per lavorare con una tensione di alimentazione di 10 V.

La *figura 7* illustra ulteriormente i vantaggi derivanti dal sistema di compensazione delle variazioni di temperatura.

In questo caso, la tensione di uscita è espressa in funzione della temperatura e come parametro è stata presa la pressione; in particolare nella *figura 7a* senza compensazione; in *figura 7b* con compensazione.

Nella *tabella 1* sono indicati i dati caratteristici di tre versioni di sensore: il KP100A progettato per lavorare con 7,5 V, il KP100A1 con 5 V, ed il tipo KP101A, una versione per lavorare con bassi valori di temperatura.

Fig. 6 - Andamento della tensione d'uscita del ponte in funzione della pressione; come parametro viene utilizzata la tensione di alimentazione e il circuito moltiplicatore V_{BE}. Il moltiplicatore V_B è ottimizzato, in (a) per lavorare con una tensione di alimentazione di 4 V, in (b) con una tensione di alimentazione di 10 V.

Circuito di controllo

Attualmente, tutte le versioni del KP100A richiedono un opportuno circuito di controllo esterno. Come già accennato, è prevista tra breve la produzione di sensori che incorporeranno nello stesso chip del sensore anche un circuito integrato che conterrà la maggior parte dei circuiti di elaborazione e trattamento del segnale, attualmente *esterni* al chip.

Per facilitare l'impiego di queste due versioni del sensore KP100A, descriveremo sia un circuito di controllo a componenti *discreti* sia il circuito di controllo che verrà presentato in forma di *circuito integrato*.

Circuito di controllo del KP100A a componenti discreti

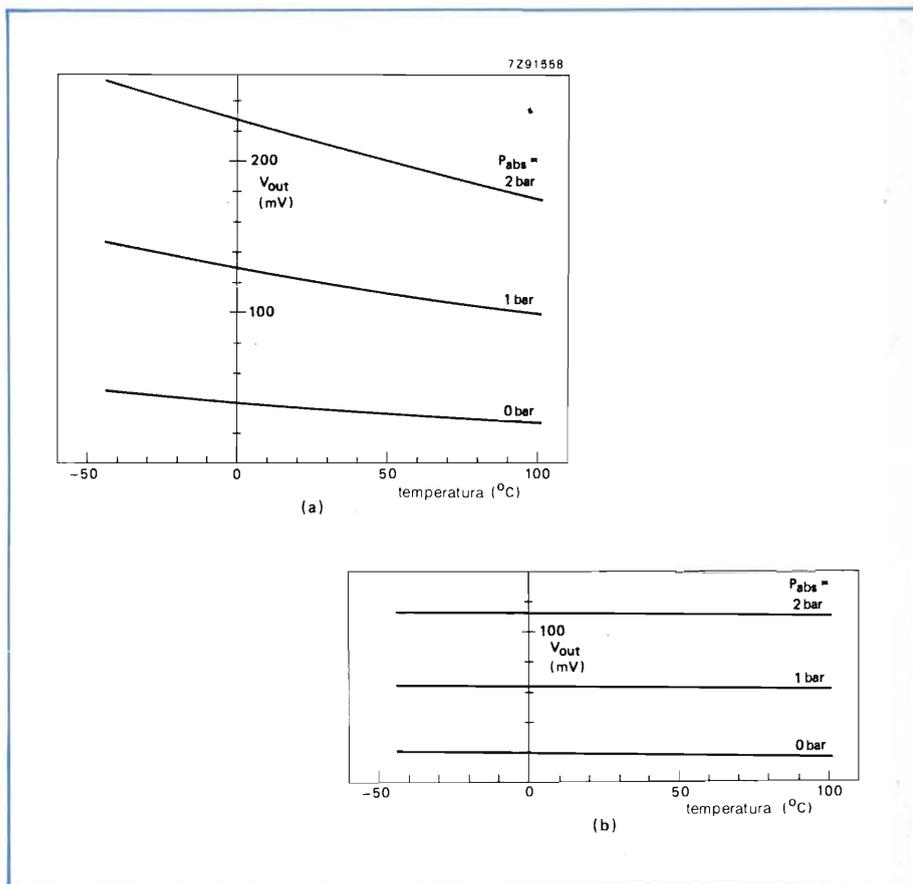
È riportato nella *figura 8*. Il sensore KP100A è alimentato dalla tensione V_S; questa è una tensione stabilizzata ricavata da +9,5 V tramite l'OP-AMP A1, il diodo zener D1 e il transistore TR1.

L'OP-AMP3 è collegato come amplificatore differenziale; dà un segnale d'uscita direttamente proporzionale al segnale d'uscita del ponte; questo segnale viene successivamente amplificato dall'OP-AMP4.

L'OP-AMP2 produce un segnale di riferimento V_{rif} per l'OP-AMP3, segnale corrispondente alla metà del segnale di alimentazione del ponte V_B. Questa tensione viene utilizzata per estendere il campo di linearità fino al valore zero della pressione assoluta; può anche essere usato per eliminare dall'ingresso di A3 errori "common-mode".

Il segnale d'uscita di A4 può essere regolato su un valore a piacere agendo sul potenziometro R5, e questo senza necessariamente alterare la simmetria del segnale applicato ad A3.

Il circuito è stato dimensionato in modo da consentire la regolazione della sensibilità e della tensione di offset del sensore, e da permettere di compensare i coefficienti di temperatura di questi due parametri; permette, in altre parole, di compensare le variazioni che un aumento (oppure una diminuzione) di temperatura produrrebbe su questi parametri.

Fig. 7 - Tensione d'uscita del sensore in funzione della temperatura; come parametro si è presa qui la pressione: in (a) senza compensazione delle variazioni della temperatura, in (b) con la compensazione.

Messa a punto della tensione di offset del ponte

Una tensione di offset di valore finito, e cioè una tensione di uscita del ponte, presente anche in corrispondenza di una pressione zero (dovuta ad un leggero sbilanciamento nei resistori del ponte), produrrebbe inevitabilmente all'ingresso di A3 errori "common-mode". Questo è il motivo per cui occorre far di tutto per eliminare questo offset.

Alla formazione a questa tensione di offset concorrono due componenti: una, prodotta direttamente dall'effetto che la temperatura produce sui resistori del ponte; la seconda, dipende dalla tensione di alimentazione del ponte V_B, e pertanto anch'essa prodotta indirettamente dalla temperatura dato che anche V_B varia al variare della temperatura.

Per compensare la prima componente della tensione di offset, e cioè quella introdotta dalla variazione di temperatura dei resistori del ponte, si applica ad uno degli ingressi dell'OP-AMP3 (a seconda della posizione dei commutatori S1 e S2), una tensione fissa, derivata dalla tensione stabilizzata V_S mentre all'altro ingresso viene applicata una tensione derivata da V_{rif}.

Ora, siccome la temperatura influisce su V_{rif}, essa influenzerà anche sulla differenza di tensione esistente tra gli ingressi dell'OP-AMP3. *L'entità* dell'influenza della temperatura su questa differenza di tensione può essere regolata agendo sul potenziometro R3 mentre la sua polarità potrà essere scelta agendo su S1 e su S2 in modo da compensare in maniera estremamente accurata l'offset del ponte causato da una variazione di temperatura.

Il potenziometro R2 serve a ridurre a zero il segnale di compensazione in corrispondenza della temperatura di riferimento del ponte, e in corrispondenza

di questo valore anche la componente della tensione di offset dipendente dalla temperatura sarà ridotta a zero.

Per compensare la seconda componente della tensione di offset, e cioè quella dipendente dal V_B, si aggiunge all'ingresso negativo di A3, una tensione uguale (ottenuta agendo su R4) ricavata dalla tensione di alimentazione del ponte V_B.

Questa tensione di compensazione agisce effettivamente in senso contrario alla tensione di offset, e siccome entrambe risultano direttamente proporzionale a V_B, succederà che avremo sempre una compensazione completa per tutti i valori di V_B (e di conseguenza, per tutti i valori di temperatura).

Fig. 8 - Circuito esterno richiesto dal sensore KP100A. Essenzialmente, esso è formato da un sistema di stabilizzazione della tensione di alimentazione del ponte del sensore; da un circuito che fornisce una tensione di riferimento, da un amplificatore del segnale di uscita del sensore e da un sistema che provvede a compensare sia la pura tensione di offset del ponte sia le variazioni della tensione di offset e della sensibilità del sensore introdotte dalla temperatura.

Messa a punto della sensibilità

Si è visto che i moltiplicatori di V_{BE} tendono a ridurre il coefficiente di temperatura della sensibilità del ponte, in altre parole, rendono l'uscita del ponte meno influenzabile dalle variazioni di temperatura infatti da — 0,2 %/K si passa a ±0,02 %/K; ciònonostante, in applicazioni richiedenti una maggiore precisione, occorre ridurre ancora di più tale l'influenza della temperatura sulla sensibilità. Questa potrà essere ottenuta regolando la tensione V_S, agendo sul potenziometro R1, in maniera da ottenere il valore di compensazione desiderato.

Sensore di pressione KP100A con c.i. regolatore incorporato

È stato già detto che sarà presto disponibile una versione del sensore di pressione KP100A avente nel chip, accanto al ponte di resistori piezoresistivi, anche un c.i. dedicato alla trattazione del segnale di uscita dal ponte medesimo. Questo integrato richiederà una tensione di alimentazione esterna ed avrà le seguenti funzioni:

— fornirà un segnale d'uscita, proporzionale al valore della pressione, la

Fig. 9 - Funzioni essenziali contenute nel circuito integrato incorporato nel chip del sensore. Essenzialmente sono identiche a quelle effettuate dal circuito a componenti discreti presentato nella figura 8. In questo caso vi è in più la possibilità di avere un'uscita sia analogica che digitale.

cui ampiezza sarà compresa tra 1,5 V e 5 V,

— possederà un sistema di compensazione delle variazioni di temperatura,

— faciliterà la regolazione della tensione di offset e della sensibilità.

Oltre a ciò, questo integrato potrà lavorare con tensioni di alimentazione (stabilizzate) comprese tra 4,75 V e 8 V. Tutta la circuiteria verrà impiantata in un substrato di silicio di tipo p metallizzato con alluminio. Incorporerà resistori in film sottile a basso (WTi) e ad elevato (CrSi) valore ohmico. Tutta la superficie attiva del chip sarà protetta da biossido di silicio vetrificato.

La *figura 9* riporta tutti i circuiti incorporati nel chip di questo sensore: Essi sono essenzialmente:

— uno stadio preamplificatore;

— uno stadio limitatore di corrente;

— un sistema di controllo ad anello chiuso.

Lo stadio preamplificatore, che incorpora un certo numero di OP-AMP e resistori WTi e CrSi regolabili, provvede ad amplificare la tensione d'uscita del ponte nella misura di 40...200 volte. S'incarica inoltre di compensare l'offset del ponte a bassi valori di pressione nonché i coefficienti di temperatura della tensione di offset e della sensibilità del ponte medesimo.

Lo stadio d'uscita analogico è formato da 10 transistori pnp collegati in parallelo, uno dei quali viene utilizzato come limitatore di corrente. Esso fornisce un segnale che corrisponde al 90 % della tensione di alimentazione (ovviamente con carichi con valore compreso tra 1 kΩ e l'infinito). Lo stadio finale ha una bassa caduta di tensione (non più di 0,5 V per una tensione nominale di 5 V), per cui per impedire l'insorgere di oscillazioni occorrerà collegare in parallelo ai terminali d'uscita una capacità di 1,5 μF.

Fig. 10 - Tensione d'uscita della combinazione sensore/circuito integrato in funzione della pressione; la tensione di alimentazione è 5 V, il carico è 1 kΩ.

Fig. 11 - Tensione residua nella combinazione sensore/circuito integrato per una tensione di alimentazione di 8 V e 5 V.

Il circuito di controreazione funziona da partitore di tensione per l'OP-AMP comparatore C, il quale provvede a fornire un'uscita digitale compatibile TTL, da utilizzare per impieghi di commutazione. Questo anello di controreazione serve a fornire anche un carico interno che permette al circuito di lavorare anche in condizioni di carico esterno di valore zero.

La precisione con cui funzionerà il circuito dipenderà dalla calibrazione (trimming) del valore dei resistori. Una calibrazione molto accurata permetterà di avere valori di tolleranza di ± 2%, ma in pratica non ci si potrà aspettare una tolleranza inferiore a ± 4%.

Infine, in *figura 10* è indicato l'andamento della tensione d'uscita del ponte in funzione della pressione nella combinazione sensore/circuito integrato; la tensione di alimentazione è Vcc5 V e il carico è 1 kΩ.

Come si vede, si ha perfetta linearità da 2 bar di pressione fino ad una pressione zero. La tensione residua in corrispondenza di una pressione zero è messa in luce nella *figura 11*. Con una tensione di alimentazione di 8 V, l'andamento lineare si estende oltre i 90 mbar dando una tensione residua (con carico zero) di 0,325 V a pressione zero; ma con una tensione di alimentazione di 5 V, la linearità va oltre i 9 mbar dando un segnale residuo (con un carico di 1 kΩ) inferiore a 0,02 V a pressione zero. ■

Per ulteriori informazioni rivolgersi

PHILIPS S.p.A.
Sezione Elcoma
att. G.P. Geroldi
Piazza IV Novembre 3
20124 MILANO
Tel. 02/6752.2335

Bibliografia

1) Redazione - *Sensore di pressione al silicio KPY10.*
SELEZIONE di elettronica e microcomputer N. 3/1984, pag. 26.

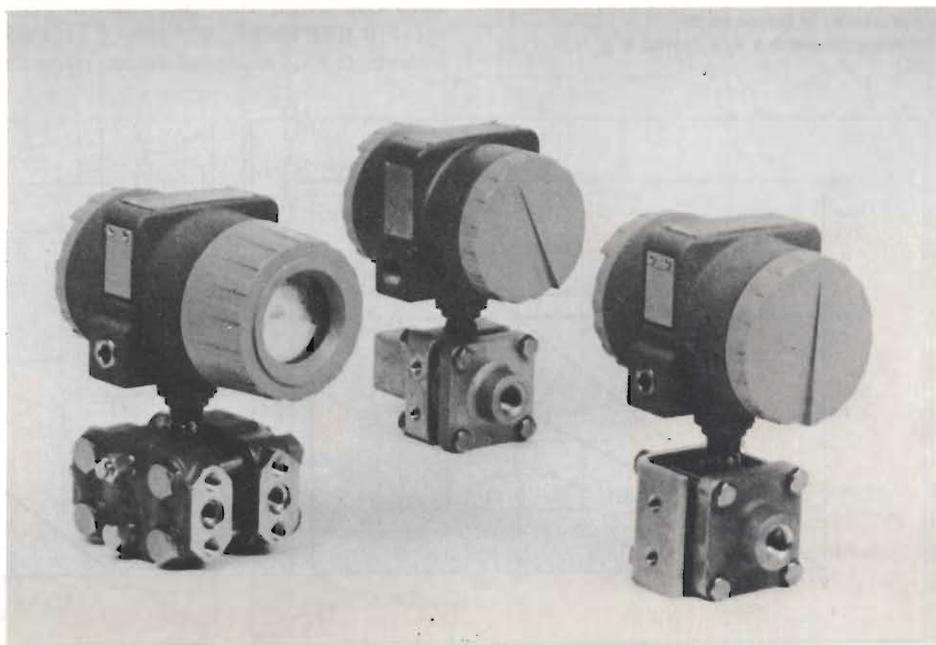
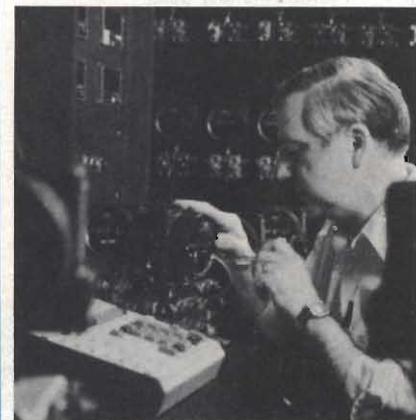
TRASMETTITORI DI PRESSIONE 821 E 823 DELLA FOXBORO

Sono basati sul principio cosiddetto del "filo risonante", in base al quale un filo, fatto vibrare alla sua frequenza naturale in un campo magnetico, può variare, sotto l'influsso di una pressione differenziale, la sua frequenza naturale di risonanza. Questo principio di funzionamento permette di localizzare l'elettronica degli strumenti lontano dal campo di misura.

I segnali d'uscita possono andare da 4 a 20 mA o da 10 a 50 mA in continua. La precisione della pressione differenziale è ± 0,2%. I valori di pressione misurati vanno da 10 psi, 0,07 MPa (0,7 bar oppure kg/cm^2) fino a 6000 psi, 42 MPa (420 bar).

I segnali d'uscita dei trasmettitori 821 e 823 possono essere collegati direttamente ad una scheda a due canali di un sistema elettronico di regolazione Foxboro SPEC 20. Solo l'elettronica relativa al circuito oscillante rimane "in loco". Il segnale variato in frequenza può essere infatti trasmesso fino a 1000 metri con cavo normale a trecciola, e fino a 2000 ricorrendo ad un cavo schermato. Un indicatore opzionale permette di osservare localmente il segnale di misura anche nel caso in cui venga utilizzato il sistema di misura a distanza.

La tecnologia del filo risonante permette a questi trasmettitori di avere un'occuratezza eccezionale, non influenzabile da variabili come temperatura, per esempio. Il sistema di trasmissione è protetto nei confronti di disturbi a radio frequenza prodotti localmente da ricetrasmettitori.

Fig. 1 - Trasmettitori di pressione serie 820.

Produzione, controllo e collaudo dei sensori di pressione nei laboratori della Foxboro.

Per informazioni più dettagliate sui sensori illustrati in questo "Speciale", contattare i seguenti nominativi:

ELECTROMATIC s.r.l.
Ing. BALLARIN
Via Bergamo, 12
20020 LAINATE (MI)
Tel. 02/9374381

HONEYWELL
Dr. MORELLI/ing. GIALDINI
Via G. Pisani, 13
20124 MILANO
Tel. 02/6773.206

TECHNITRON s.r.l.
Sig. CARLO PARMIGIANI
V.le Milanofiori Pal. E/2
20090 ASSAGO (MI)
Tel. 02/8242112

PHILIPS S.p.A.
Sezione Elcoma
Sig. G.P. GEROLDI
Piazza IV Novembre, 3
20124 MILANO
Tel. 02/6752.2335

PHILIPS Scienza e Industria
Sig. NICCOLI
V.le Elvezia, 2
20052 MONZA (MI)
Tel. 039/3635.1

NATIONAL SEMICONDUCTORS
Att. Ing. PAOLO PEPORI
Via Solferino, 19
20121 MILANO
Tel. 02/6596140

ANALOG DEVICES s.r.l.
Att. GIUSEPPE VISENTIN
Via M. Rosso, 18
20159 MILANO
Tel. 02/6883831-2-3

SIEMENS COMPONENTI
Att. Sig. GRAZIOLI
Via Fabio Filzi, 25/A
20124 MILANO
Tel. 02/6248.1

SEMANION S.p.A.
Att. MARCO PENSO
Via V. Bottego, 2/5
16149 GENOVA
Tel. 010/413.772

FOXBORO ITALIA S.p.A.
Dott. Francesco Bonzi
V.le Monza, 139
20125 MILANO
Tel. 02/2834.1

S.A.I.E.T. S.p.A.
Att. Ing. Renzo Frulla
Via Serenari, 1
40013 Castel Maggiore(BO)
Tel. 051/700005

Solo poche parti del trasmettitore sono effettivamente a contatto del processo: il sensore, i coperchi, il connettore e le guarnizioni. Il sensore di tipo standard è in lega cobalto - nichelcromo (CO-NI-CR), un materiale ampiamente riconosciuto per la sua durevolezza. La lega in CO-NI-CR offre una resistenza alla corrosione praticamente universale. Le guarnizioni sono in ptfe rinforzato per la massima protezione alla corrosione e miglior tenuta.

L'elettronica dello strumento, sigillata nella "testa" del trasmettitore a due comparti, è completamente protetta. La testa in alluminio presso-fuso è a prova d'esplosione, stagna all'umidità e al gas, ed è finita in resina epossidica, duratura e antischeggia. È costruita per funzionare senza inconvenienti in qualsiasi ambiente.

La Foxboro produce anche sensori di flusso, di pressione, di temperatura, di livello, di umidità. ■

Informazioni più dettagliate potranno essere richieste a

FOXBORO ITALIA S.p.A.
att. sig. Francesco Bonzi
Viale Monza, 139
20125 Milano
Tel. 02/2834.1

ROBOT CHE SUONANO IL LE SCALE, APRONO LE

Il Giappone è la nazione più avanzata nella progettazione e nella produzione in serie dei robot. L'ultima novità in questo settore è la realizzazione da parte della *Sumitomo's Electric Co.* di un robot androide capace di leggere la musica, e di suonare, dietro ordine, brani musicali immagazzinati nella sua memoria.

Questo androide (*figura 1*) preme con le dita delle mani i tasti di un organo alla velocità di 15 percussioni al secondo e aziona la pedaliera con i piedi. Pesa 90 kg ed è alto 180 cm.

Può sentire, vedere, fare movimenti e parlare. Possiede 50 snodi.

È controllato da 17 microprocessori da 16 bit e da 50 controller da 8 bit. Il microprocessore è lo Z 8000 (Zilog) da 16 bit. Ma è probabile che venga sostituito con l'80286 oppure l'8086 della Intel. Quindici dei processori a 16 bit si trovano in un locale distante 20 m dal robot; gli altri due processori e tutti i controller sono sistemati in una scatola vicino al robot. Il locale di controllo e la scatola sono collegati tra loro da tredici cavi in fibra ottica (32 Mb/s).

È un prodotto dell'Hitachi il robot che si muove da se con gran libertà (*figura 2*). Lo può fare perché possiede mappe memorizzate nella sua memoria ed un angolo visivo di 162°, (pressoché uguale a quello dell'uomo). Con le sue mani, che possono muoversi lungo 6 assi, può aprire porte e muovere oggetti. Lavora con 5 processori 68000 da 16 bit; per la memorizzazione delle mappe (22 k byte) e il controllo dei movimenti, utilizza 1,8 Mb di memoria. Pesa 280 kg, principalmente a causa delle batterie da 24 V e delle "gambe".

Fig. 1 - L'androide Sumitomo può premere un tasto 15 volte al secondo e azionare i pedali dell'organo. Legge la musica oppure, dietro ordine, suona melodie precedentemente memorizzate.

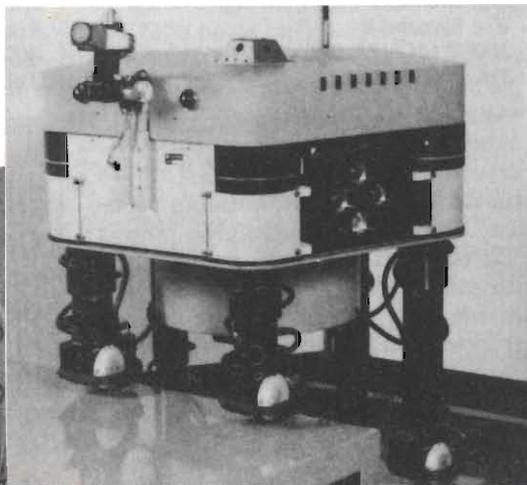



Fig. 2 - Il robot mobile della Hitachi vede tutto quello che lo circonda e lo memorizza; indi confronta ogni situazione particolare con una analoga precedentemente memorizzata, dopodiché prende decisione per scansare gli ostacoli sopraggiunti lungo il suo cammino.

Fig. 3 - Il robot Ammoty della Toshiba utilizza come "gambe" quattro "ruote" a tre raggi, e così può muoversi sia su una superficie pianeggiante che salire per i gradini di una scala. È guidato da un sistema ottico laser/TV microcomputerizzato.

PIANO, SALGONO PORTE, E PARLANO ....

Il solo braccio, lungo 850 mm, pesa 25 kg e può portare 3 kg. Per muoversi correttamente, il robot confronta la "fotografia" vista dal suo organo della vista con quella memorizzata nella sua memoria e, effettuato il confronto, decide come muoversi.

Il robot prodotto dalla *Toshiba* (*figura 3*) possiede quattro "gambe" a tre raggi. Quando si trova su una superficie piana si muove servendosi di rotelle sistemate alle estremità dei raggi delle "gambe"; quando invece deve salire (per le scale per esempio), le rotelle che si trovano all'estremità dei raggi di ciascuna "gamba" si bloccano, e si mette a ruotare invece tutta la "gamba con i suoi tre raggi".

Amooty, così si chiama questo robot, possiede un braccio manipolatore che ha sei movimenti (come nell'uomo), più altri tre corrispondenti a quelli della spalla e del polso. È alimentato tramite cavo, pesa 360 kg e può manipolare pesi di 10 kg.

Ovviamente è controllato a microcomputer e programmato in un linguaggio per robot detto Amorl. I suoi movimenti sono guidati da due raggi laser paralleli. Le immagini che questi raggi formano sulla parete davanti al robot vengono riprese da telecamera. La distanza tra le due immagini non dipende dalla distanza esistente tra il robot e la parete; essa tende invece a diminuire man mano che il robot si allontana dalla parete, e questo è un criterio che guida i movimenti del robot. Il secondo criterio è costituito dal fatto che la telecamera è in grado di riconoscere oggetti che si trovano lungo il suo percorso. ■

SENSORI DI PROSSIMITA' A "MISURA D'UTENTE"

La S.A.I.E.T. S.p.A., operante da più di 20 anni nel campo dei *sensori di prossimità* magnetici, induttivi e capacitivi, presenta una nuova famiglia di sensori autoamplificati a principio induttivo, con diametro da 8 mm a 30 mm e distanza di azionamento da 1 a 15 mm. Tali sensori, rispondenti alle normative CENELEC, sono disponibili in contenitore metallico nelle versioni a schermatura totale o parziale e polarità di uscita PNP o NPN.

Conservando le caratteristiche tipiche dei prodotti S.A.I.E.T. (elevata immunità ai disturbi di natura elettromagnetica, elevati indici di qualità e affidabilità), i nuovi sensori si distinguono da quelli della precedente generazione per dimensioni più contenute e maggior portata in corrente (fino a 250 mA). Ciascun interruttore di prossimità può essere fornito nella versione base, oppure può essere dotato di prestazioni aggiuntive quali: protezione contro i corto-circuiti del carico, visualizzazione a led dello stato logico delle uscite, possibilità di accettare connettori di vario tipo attraverso un opportuno adattatore.

Con questa nuova famiglia di sensori, la S.A.I.E.T. intende dunque soddisfare le più diversificate esigenze applicative, dando le possibilità all'utilizzatore di adottare il prodotto alle proprie necessità, arricchendo la versione base di quegli optionals che più si confanno allo specifico impiego.

Informazioni più dettagliate possono essere richieste a:

S.A.I.E.T. S.p.A.
att. ing. Renzo Frulla
Via Serenari, 1
40013 Castel Maggiore (BO)
Tel. 051/700005

GLOSSARIO

dei trasduttori di pressione e dei pressostati

La terminologia relativa ai sensori è molto ampia a causa dei vari principi fisici sui quali è basato il loro funzionamento e le molteplici tecnologie con le quali essi vengono realizzati. In questo articolo viene data una breve descrizione dei termini riguardanti solo i sensori di pressione e i pressostati dato che per gli altri tipi di sensori si è provveduto a spiegare la relativa terminologia nel testo degli articoli ad essi dedicati.

Carlo Parmigiani - Tecnitron S.r.l.

Cogliendo l'occasione di un numero speciale dedicato ai trasduttori e sensori, la Technitron S.r.l. è lieta di offrire ai lettori di questa rivista che operano nei settori dove vengono usati trasduttori di pressione, una definizione di termini ricorrenti nell'impiego di questi dispositivi.

ABSOLUTE PRESSURE: pressione misurata rispetto al vuoto completo o zero assoluto.

ABSOLUTE ZERO (PRESSURE): assenza di pressione, corrispondente a quella del vuoto completo (o dello spazio vuoto).

ABSOLUTE PRESSURE GAUGES: sono misuratori aventi elementi sensibili sotto vuoto, capaci di riferire le misure alla pressione dello zero assoluto (il termine non è riferito a manometri di pressione assoluta).

ABSOLUTE PRESSURE MANOMETER: manometro a colonna di mercurio sigillata, e sottovuoto nella parte superiore; l'input di pressione è posto sopra il pozzo di mercurio (vedere *figura 1*). Il manometro indicherà una pressione proporzionale al livello della colonna di mercurio (da posizionare 0 fino alla massima altezza del tubo).

ABSOLUTE PRESSURE SWITCH: pressostato che chiude e apre contatti elettrici a determinati valori di pressione applicata e riferita alla pressione di 0 assoluto. Eventuali variazioni della pressione ambiente non influiscono sui punti calibrati di switch.

ACCURACY: è la misura di conformità ad uno standard accettato, o ad un dato valore prestabilito.

ACTUATION POINT (AND DEACTUATION POINT): è il punto al quale l'unità di commutazione presente nel pressostato, agisce in presenza di un aumento (o una diminuzione) di pressione attorno ad un valore di commuta-

Valori di pressione tipici

da 50 a 100 mbar	: livello serbatoi e pressione dinamica
200 mbar	: pressione del sangue
1 bar	: barometro
da 500 mbar a 10 bar	: settore dell'automobile (controllo accensione miscela, freni idraulici, acqua raffreddamento)
da 50 a 1000 bar	: sistemi pneumatici e idraulici impiegati nelle macchine utensili, nei robot industriali e nell'edilizia.

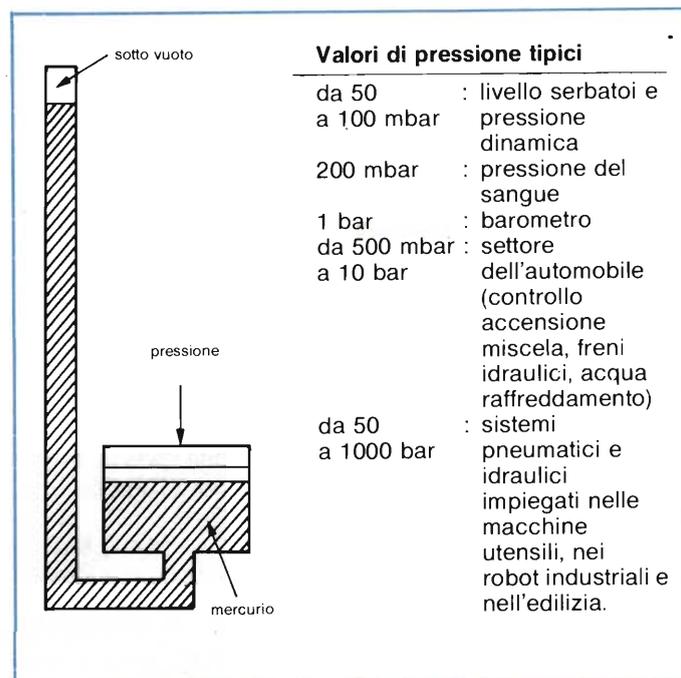
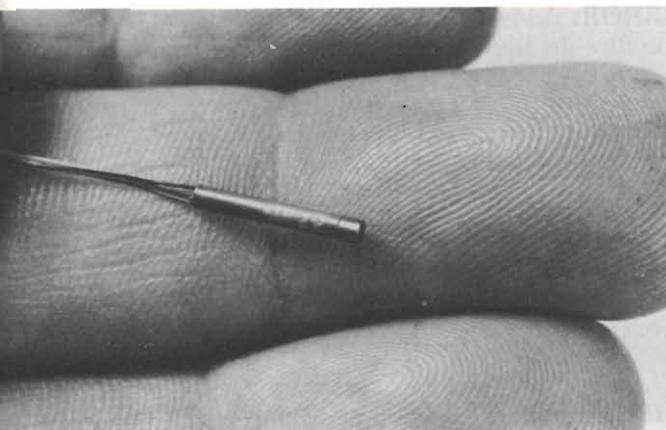
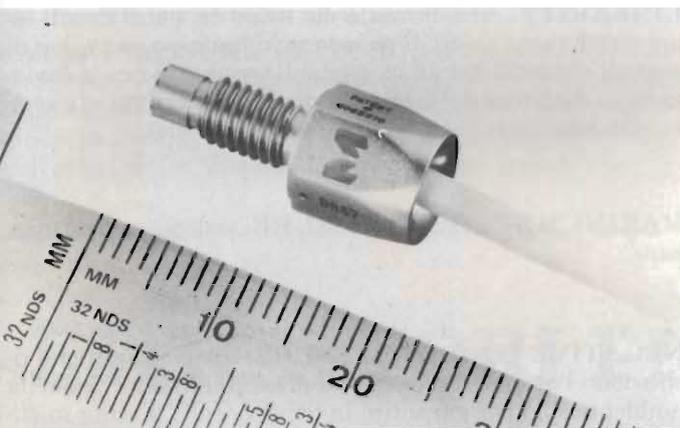



Fig. 1 - Principio di funzionamento di un manometro a mercurio.

Trasduttore di pressione assoluta ENDEVCO, tipo 8534, ultraminiatura; fa parte della serie 8510. Viene impiegato nei sistemi di controllo dei reattori nucleari.

Trasduttore di pressione assoluta ENDEVCO, tipo 8530.

zione dato. In alcuni pressostati, gli "actuation point" ed i "deactuation point" possono essere impostati dall'operatore.

ACTUATION VALUE: è la differenza in valore tra i punti di commutazione all'aumento ed alla diminuzione di pressione (pressostato differenziale).

ADJUSTABILITY RANGE (ADJUSTABLE RANGE): è la gamma di pressioni per la quale un particolare tipo di pressostato può essere regolato per la commutazione e la documentazione dei contatti elettrici.
Ciò può essere effettuato sia dalle case fornitrici (e quindi il pressostato avrà i valori propri del modello voluto) oppure dall'utilizzatore su campo operativo.

AFTER EFFECT: relativo a trasduttori di pressione, è la deflessione residua della parte sensibile restante immediatamente dopo la misura di pressione: oppure è l'isteresi in assenza di pressione prima del time recovery (vedere "recovery").

AMBIENT PRESSURE: è la pressione atmosferica presente nel luogo nel quale il trasduttore è posto. Le misure di pressione relative (gauge pressure) sono riferite a tale pressione atmosferica.

ALTITUDE: è la distanza presa sulla verticale tra il punto o il luogo considerato ed il livello del mare.

ALTITUDE SWITCH: pressostato progettato e tarato per commutare ad una specifica pressione barometrica.

BURST PRESSURE: è la pressione alla quale il contenitore o altre parti strutturali del trasduttore si deformano definitivamente; oppure, a pressione alla quale l'unità può essere soggetta senza alcun riscontro di danneggiamento ma che non può più presentare, dopo l'esposizione a determinati valori di pressione, i suoi valori di calibrazione.

DEACTUATION POINT: vedere la voce "actuation point".

DIFFERENTIAL: termine usato in alternativa a quello più corretto di "actuation value".

DIFFERENTIAL PRESSURE: la differenza aritmetica tra due pressioni. Il termine viene correttamente applicato ai trasduttori di pressione che rivelano variazioni di pressione tra due punti considerati.

DIFFUSED SILICON PRESSURE TRANSDUCER: speciale tecnologia che impiega "strain gage" (e cioè piezoresistori) al silicio drogato, depositato su una membrana di silicio opportunamente sagomata (vedere *figura 2*). Con questa tecnologia vengono realizzati trasduttori miniaturizzati, ad altissima sensibilità, linearità ed isteresi contenuti in valori compresi fino all'1 % FSO.

DIGITAL PRESSURE TRANSDUCER: trasduttori digitali al quarzo la cui frequenza di oscillazione, che varia con lo stress indotto, viene trattata da speciali elaboratori di segnale a microprocessore.
Solitamente si tratta di trasduttori ad alta precisione capaci di operare in condizioni ambientali particolarmente severe.

DOUBLE AMPLITUDE: valore picco-picco e spostamento dimensionale totale di una struttura sottoposta a vibrazione. Termine ricorrente nelle caratteristiche ambientali di lavoro dei trasduttori di pressione.

DRIFT: aumento di deflessione dell'elemento sensibile di un trasduttore in funzione del tempo di esposizione ad una determinata pressione.

membrana sottile

piezoresistori (gauges) realizzati per diffusione dalla parte opposta della membrana

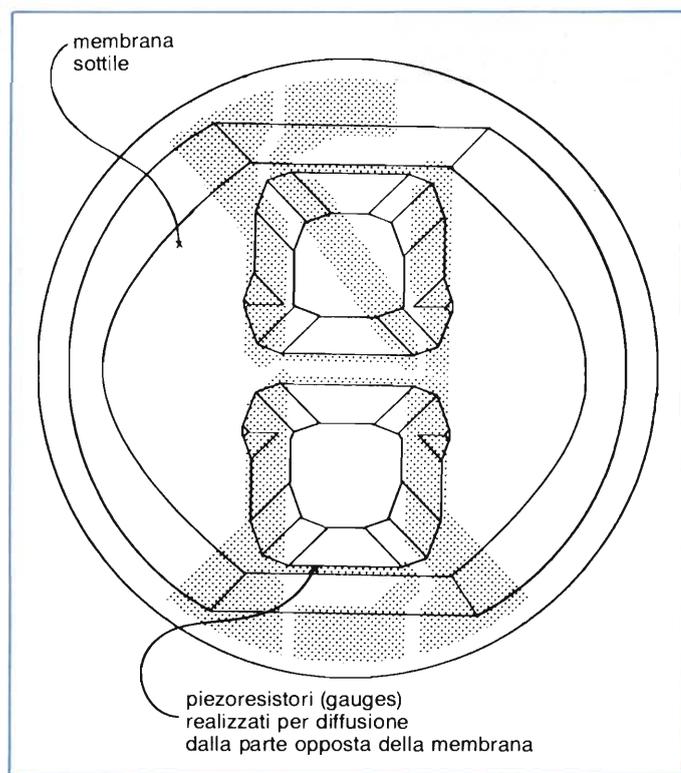



Fig. 2 - Struttura di principio di un sensore di pressione al silicio. Sulla membrana deformabile sotto l'azione di una pressione, vengono impiantati con le tecnologie dei circuiti integrati, resistori (piezoresistori) che variano la loro resistenza in modo direttamente proporzionale alla deformazione meccanica alla quale vengono sottoposti.

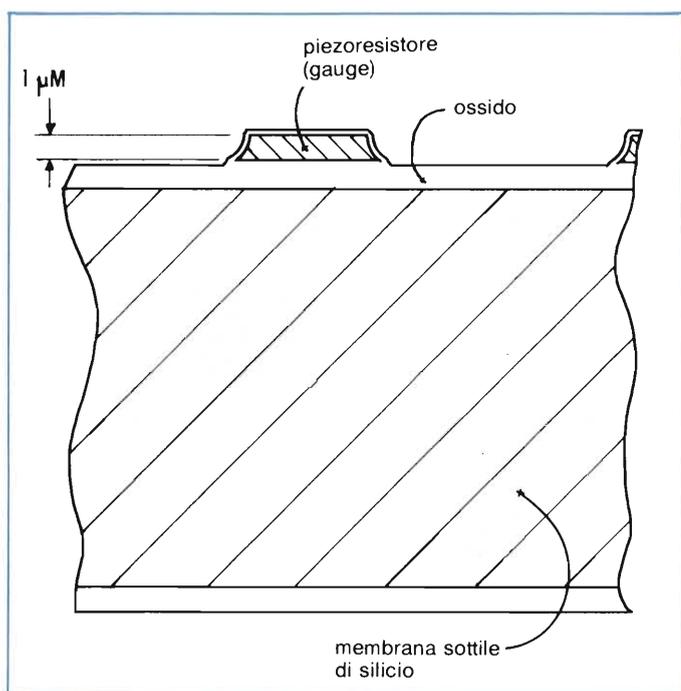



Fig. 3 - Sezione della membrana di un trasduttore di pressione (vedi fig. 2).

ERROR: deviazione dalle tolleranze indicate nei dati di specifica del trasduttore considerato.

GAUGE PRESSURE: valore di pressione riferito alla pressione ambiente (pressione relativa).

HYSTERESIS: la deviazione, in termini di calibrazione, tra una lettura dei valori di pressione massima ed una lettura di valori di pressione entro la gamma propria del trasduttore considerato.

LIFE: è la durata di vita in condizioni operative (espressa in termini meccanici e/o elettrici) senza il riscontro di alcuna malfunzione.

LINEARITY: retta formata dal luogo dei punti aventi come coordinate i valori di pressione in ingresso ed i valori di segnali elettrici ottenuti in uscita. Il termine indica la deviazione in dinamica del comportamento del trasduttore rispetto alla retta lineare (comportamento ottimale).

MAXIMUM SYSTEM PRESSURE: vedere "system pressure".

NEGATIVE PROOF PRESSURE: alcune specifiche richiedono l'uso del trasduttore a pressioni inferiori a quella ambiente. Ciò per garantire la tenuta degli "0" ring in entrambe le direzioni, sia in condizioni di pressione che depressione. Il "negative proof pressure" può essere espresso in pollici di H_2O o Hg o PSI vuoto.

NORMAL OPERATING PRESSURE: vedere "system pressure".

PRESSURE MEDIUM: è la sostanza liquida o gassosa nella quale il trasduttore deve operare e quindi misurarne la pressione.

PRIMARY STANDARD: unità di misura, direttamente definita e stabilita da Enti autorizzati, usata per la calibrazione di standard secondari. Il manometro al mercurio è un eccellente esempio di "primary standard".

PROOF PRESSURE: valore di pressione statica massima che può essere applicata senza causare deformazioni all'elettronica o/e alla meccanica del trasduttore.

PSI: unità di misura della pressione (Pound per Square Inch = libbra per pollice quadro). Vedere tabella di conversione in appendice.

Trasduttore di pressione assoluta ENDEVCO tipo 2522M3, per sistemi di controllo nelle centrali nucleari. Il tipo 2522M4 è esternamente identico.

RATIO PRESSURE SWITCH: pressostato progettato per rilevare variazioni da un rapporto fisso di due pressioni. Esistono due tipi di "ratio pressure switches": "gauge pressure ratio switch" (usato in alcune applicazioni idrauliche) ed il più comune "absolute pressure gauge switch".

REACTUATION POINT: altro termine per indicare il punto di commutazione di un pressostato quando la diminuzione della pressione supera il livello preimpostato di commutazione.

RECOVERY: è la diminuzione dell'isteresi dell'elemento sensibile in funzione del tempo (dopo aver tolto la pressione in ingresso alla parte sensibile).

REFERENCE PRESSURE: pressione di riferimento che può essere ambiente, a valore di zero assoluto, oppure pressione controllata predeterminata. La pressione di riferimento viene usata come riferimento di confronto per trasduttori di pressione differenziali o di rapporto di pressione.

REPEATABILITY: è la variazione massima tra un certo numero di punti di calibrazione presi in un dato periodo di tempo ed in condizioni di prova identiche tra loro.

SECONDARY STANDARD: unità di misura riferita ad un sistema di calibrazione primario. Ad esempio, i misurato-

Fig. 4 - Come si presenta in pratica il chip (membrana di silicio + piezoresistori) visto dai suoi due lati.

ri di pressione a tubo di bourdon ed alcuni tipi di trasduttori al quarzo impiegati per la calibrazione di trasduttori di pressione e pressostati sono standard secondari.

STATIC PRESSURE: nel settore aereonautico, è la pressione corrispondente alla altitudine dell'oggetto considerato. Nel settore idraulico, è la pressione prodotta in condizioni statiche da una colonna di liquido.

STRAIN GAUGE (o GAGE): filo di nichel o resistore (per lo più di materiale semiconduttore) incorporato in un substrato (membrana), utilizzato per lo più, 1) per misurare una deformazione *statica* in termini di variazione della resistenza del resistore; 2) per misurare la deformazione *dinamica* prodotta da una vibrazione, in termini di modulazione di una corrente fatta passare attraverso il resistore.

APPENDICE: Fattori di conversione

Moltiplicare	per	per ottenere
atmosfera	1,01325	bar
	33,90	(piedi) feet di H_2O
	29,92	(pollici) di Hg
	760,0	mm di Hg (torr)
	101,325	kN/m^2 (k Pa)
	14,696	pounds/sq. inch
bar	75,01	cm di Hg
	10^5	N/m^2 (Pa)
	14,50	pounds/sq. inch
$dine/cm^2$	0,1000	N/m^2 (Pa)
pollici di H_2O	248,84	N/m^2 (Pa)
	0,07355	(pollici) di Hg
$kg(f)/cm^2$	14,22	pounds/sq. inch
$kg(f)/m^2$	9,806 65	N/m^2
mm di Hg (torr)	133,32	N/m^2
	0,019 33	pounds/sq. inch
	13,595	mm di H_2O
newton/cm. quadri	1,450	pounds/sq. inch
N/m^2 (Pascal)	$1,450 \times 10^{-4}$	pounds/sq. inch
pounds/sq. foot (PSF)	0,19242	inches di H_2O
(libbre/piedi)	47,880	N/m^2 (Pa)
pounds/sq. inch (PSI)	0,068 05	atmosfere
(libbre/pollice al quadrato)	2,036	inches di Hg
	27,708	inches di H_2O
	68,948	millibar
	703,77	mm di H_2O
	51,72	mm di Hg
	0,689 48	N/cm^2
	6 894,8	N/m^2 (Pa)
	$7,031 \times 10^{-4}$	$kg(f)/mm^2$

La **Technitron S.r.l.** è rappresentante esclusiva in ITALIA della

ENDEVCO:
trasduttori di pressione miniaturizzati piezoresistivi con elementi al silicio diffusi su diaframma, ad alta sensibilità (PSIA; PSIG).
TELEDYNE TABER:
trasduttori di pressione a strain gage per uso industriale, oceanografico, airborne nucleare; High level = V_{cc} per pressioni PSIA, PSIG, PSID, PSIS.
PAROSCIENTIFIC:
trasduttori digitali di pressione al quarzo per misure di massima precisione (ripetibilità = 0,005 %; isteresi = 0.005 %; deviazione del punto di zero con la temperatura = 0.004 %; deviazione del punto di lettura con la temperatura P 0.0026 %). Applicazioni di laboratorio, airborne, oceanografico, calibrazione.
ELECTRO:
interruttori di pressione per applicazioni pneumatiche e idrauliche.

Per ulteriori informazioni contattare:
TECHNITRON S.r.l.
V.le Milanofiori Pal. E/2
att. C. Parmigiani
20094 ASSAGO (MI)
Tel. 02/8242112

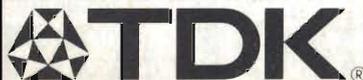
SURGE PRESSURE: in un sistema idraulico, è l'incremento transitorio di pressione, spesso dovuto alla chiusura o apertura veloce di valvole, alla pulsazione del pistone della pompa, o disturbi similari.

SYSTEM PRESSURE: massima pressione presente nell'unità, in condizioni operative normali.

TOLERANCE: una deviazione permessa e specificata da uno standard selezionato.

VACUUM: qualunque valore di pressione, misurata generalmente in pollici di H_2O o di Hg, inferiore a quello della pressione ambiente.

WORKING PRESSURE: vedere "system pressure".

ZERO SHIFT: la deformazione permanente dell'elemento sensibile riscontrabile dopo l'esposizione o esposizione ripetuta alla pressione.
La pressione generalmente usata per determinare lo zero shift è la "proof pressure". ■

COMPUTER ... PER PRINCIPIANTI

Siete riusciti a scrivere il programma richiesto nell'ultimo articolo? Potrete trovare una delle molte possibili soluzioni in figura 1. In questa puntata analizzeremo tale programma e lo modificheremo applicando la tecnica della sottoprogrammazione, che approfondirà la vostra conoscenza sulla funzione delle istruzioni di un elaboratore.

ing. Ennio De Lorenzo - Feichtinger
Ottava puntata

Nell'ultimo articolo, abbiamo provato a scrivere un programma che facesse lampeggiare un diodo LED collegato opportunamente alla porta PA 2 del computer CBM. La routine necessaria al prolungamento del tempo tra una accensione ed uno spegnimento del diodo LED lampeggiante, è già stata pubblicata. In figura 1 troveremo il programma completo composto dai seguenti passi:

— abbiamo definito PA 2 in uscita e spento il diodo LED

— abbiamo elaborato una routine di ritardo composta da due routine, una nell'altra, utilizzando i registri X ed Y del microprocessore 6502

— trascorso il ritardo desiderato viene riacceso il diodo LED che rimarrà acceso per la durata di una seconda routine di ritardo uguale alla precedente

— il programma termina con il comando di "salto" che provoca una riesecuzione del programma, ma non dall'indirizzo di partenza 2000H ma da 2005H in quanto PA2 è già stato inizializzato e definito in uscita; una nuova programmazione sarebbe uno spreco di lavoro inutile.

Programmi più concisi ...

Se osservate attentamente il programma di *figura 1*, constaterete che una parte del programma è stato, per ovvie necessità, ripetuto due volte e più precisamente la parte di programma compreso tra 2007H e 2013H è identica alla parte compresa tra 2016H e 2022H. Per non dover scrivere più volte spezzoni di programma identici, esiste la possibilità di costruire dei cosiddetti "sottoprogrammi": sarà il programma principale a richiamare tale sottoprogramma ogni qualvolta sia necessario. Il nostro caso specifico necessita di due chiamate al sottoprogramma (subroutine) per operare i ritardi desiderati al punto giusto.

Per eseguire una chiamata ad un sottoprogramma, dobbiamo imparare due nuovi codici operativi (istruzioni): "20 H" (H = HEX = esadecimale) per operare il salto ad un sottoprogramma e "60 H" per il ritorno al programma principale dal sottoprogramma. L'astuzia del comando "ritorno al programma principale" risiede nella non necessità di assegnare l'indirizzo di ritorno al programma dal quale è stato effettuato il salto al sottoprogramma rendendo quindi possibile la chiamata multipla da qualsiasi punto del programma. È l'istruzione 20H (salto al sottoprogramma) che si occupa di "salvare" l'indirizzo per il ritorno al programma principale in modo che, raggiunto il termine del sottoprogramma indicato con l'istruzione di "salto di ritorno" (60H), il microprocessore sarà in grado di prelevare dalla memoria in modo automatico il vecchio indirizzo del programma principale. Il programmatore dovrà preoccuparsi unicamente di indicare l'indirizzo di partenza del sottoprogramma mediante due bytes successivi all'istruzione di "salto al sottoprogramma" (20H) e terminare il sottoprogramma stesso con l'istruzione di "salto di ritorno" (60H).

Fig. 1 - Programma in codice macchina come richiesto nell'ultimo articolo: esso fà lampeggiare un diodo LED.

Ind.	Istruzione			Commento
2000	A9	04		;PA 2 =
2002	8D	43	E8	;uscita
2005	A9	00		;LED
2007	8D	4F	E8	;spento
200A	A2	FF		;loop
200C	A0	FF		;ritardo
200E	88			
200F	D0	FD		
2011	CA			
2012	D0	F8		
2014	A9	04		;LED
2016	8D	4F	E8	;acceso
2019	A2	FF		;loop
201B	A0	FF		;ritardo
201D	88			
201E	D0	FD		
2020	CA			
2021	D0	F8		
2023	4C	05	20	;riesecuzione

COMPUTER ... PER PRINCIPIANTI

Il computer CBM riserva una distinta zona di memoria chiamata "STACK" per il salvataggio degli indirizzi di ritorno al programma principale (main program); tale STACK è compreso tra 0100H e 01FFH. Lo Stack-pointer è un registro ad 8 bit presente nella CPU 6502 con il compito di puntare sull'ultimo indirizzo di ritorno di più sottoprogrammi.

All'accensione, il computer CBM provvede automaticamente ad impostare il valore dello stack-pointer a FFH, il punto di partenza; sarà la CPU 6502 stessa ad assegnare come byte alto dell'indirizzo di memoria stack, il valore 01H. Di conseguenza otterremo che lo stack-pointer "punti" all'indirizzo 01FFH. Alla prima chiamata ad un sottoprogramma, lo stack-pointer si decrementa automaticamente di due byte (diventa 01FDH) ponendo l'indirizzo di ritorno al programma principale nei due byte liberati (01FFH e 01FEH); terminato il sottoprogramma mediante il comando di ritorno, lo stack-pointer si incrementa di due bytes (riportandosi a 01FFH) appena la CPU preleva l'indirizzo di ritorno al "main program".

Fosse necessario eseguire una ulteriore chiamata prima del ritorno dal primo sottoprogramma, lo stack-pointer salva l'indirizzo di ritorno dal secondo sottoprogramma nelle celle di memoria 01FDH e 01FCH con il solito ulteriore decremento di due bytes posizionandosi su 01FBH. La richiesta di ritorno (60H) della seconda chiamata provvederà ad incrementare lo stack-pointer di 2 bytes e fornire alla CPU l'indirizzo del primo ritorno mentre la richiesta di ritorno successiva posizionerà nuovamente lo stack-pointer a 01FFH per via del nuovo incremento di due bytes fornendo infine l'indirizzo di ritorno al programma principale. (N.B. un indirizzo di memoria è sempre composto di valori a 16 bit: per tale motivo sono indispensabili due bytes da 8 bit per salvare l'indirizzo di ritorno).

...con la tecnica dei sottoprogrammi

Riassumiamo più dettagliatamente: eseguendo un sottoprogramma, il microprocessore riconosce il comando di ritorno al programma principale (60H), si incrementa da solo lo stack-pointer di 1, preleva il primo byte dell'indirizzo di ritorno, incrementa nuovamente lo stack-pointer di 1, preleva il secondo byte dell'indirizzo di ritorno, unisce i due bytes componendo infine l'indirizzo desiderato che gli permetterà di "puntare" all'istruzione del programma principale immediatamente successiva a quella della chiamata di sottoprogramma.

Lo stack del 6502 è composto da 256 bytes di memoria dislocati a partire dall'indirizzo 0100H all'indirizzo 01FFH; di conseguenza, noto che gli indirizzi di ritorno sono composti ciascuno di 2 bytes, è possibile ottenere una concatenazione di sottoprogrammi (chiamata ad un sottoprogramma da parte di un altro sottoprogramma ecc.) fino a raggiungere il limite massimo di 128 chiamate concatenate.

In *figura 2* potrete osservare il programma "blink" svolto mediante l'impiego della tecnica di sottoprogrammazione, la quale riduce notevolmente la lunghezza complessiva del programma rispetto alla precedente versione. L'indirizzo di partenza del sottoprogramma è stato scelto arbitrariamente di 2020H; tale sottoprogramma svolge le seguenti funzioni:

— carica il contenuto dell'accumulatore nel registro dati della porta I/O

— effettua un leggero ritardo di tempo pari a circa 1/3 di secondo

— effettua il ritorno al main program.

Il main-program eseguirà la chiamata due volte e più precisamente agli indirizzi 2007H e 200CH.

Fig. 2 - Il programma risulta notevolmente sintetizzato quando le due parti identiche del programma di figura 1 vengono definite come sottoprogramma.

programma principale			
2000	A9	04	
2002	8D	43	E8
2005	A9	00	
2007	20	20	20
200A	A9	04	
200C	20	20	20
200F	4C	05	20
sottoprogramma			
2020	8D	4F	E8
2023	A2	FF	
2025	A0	FF	
2027	88		
2028	D0	FD	
202A	CA		
202B	D0	F8	
202D	60		

Tabella - Alcuni mnemonici e codici operativi della CPU 6502.

Codice operativo (op-code)	mnemonico	Significato in inglese	Significato in italiano	lunghezza comando (in bytes)
A9	LDA	Load Accu Immediate	carica accumulatore immediato	2
8D	STA	Store Accu Absolute	memorizza l'accumulatore	3
A2	LDX	Load X Register	carica registro X immediato	2
A0	LDY	Load Y Register	carica registro Y immediato	2
CA	DEX	Decrement X Register	decrementa registro X	1
88	DEY	Decrement Y Register	decrementa registro Y	1
D0	BNE	Branch if Not Equal	salta se non uguale	2
4C	JMP	Jump Absolute	salta all'indirizzo assoluto	3
20	JSR	Jump to Subroutine	salta al sottoprogramma	3
60	RTS	Return from Subroutine	ritorno dal sottoprogramma	1

I "mnemonics"

Gradualmente, i codici operativi appena trattati svaniranno dalla vostra mente in quanto non è possibile ricordarsi un gran numero di istruzioni rappresentate in forma di semplici numeri. A tale scopo, ogni microprocessore assegna ai propri comandi un nome, il quale risulta più facile da ricordare che il numero esadecimale che compone il codice operativo.

I nomi dei comandi del 6502 sono sempre composti da tre lettere dell'alfabeto. La tabella seguente elenca mnemonici e codici operativi in esadecimale delle istruzioni trattate fino ad ora. Il mnemonico "LDA" che rappresenta "load accumulator" (carica l'accumulatore) è evidentemente meno difficile da ricordare che "A9"; di conseguenza un programma scritto mediante simboli mnemonici risulta molto più leggibile di un programma scritto in esadecimale.

Non bisogna però dimenticare che un microprocessore riconosce solamente i bytes e non i mnemonici! Una volta scritto il programma mediante una serie di istruzioni mnemoniche, essi dovranno venire tradotti in bytes esadecimali. Questa procedura viene nominata "assemblaggio". Esistono programmi in grado di tradurre un programma scritto mediante mnemonici, in una serie di bytes riconoscibili dal microprocessore.

Il programma che svolge tale compito automaticamente viene chiamato "assemblatore".

L'assemblatore ed il disassemblatore

Viceversa, è possibile trasformare un estratto di codici operativi presenti in memoria, in comandi mnemonici: tale operazione viene chiamata "disassemblaggio". Anche per il disassemblaggio esistono programmi in grado di tradurre automaticamente i codici operativi: il programma che svolge tale compito viene nominato "disassemblatore".

```
2000  LDA     04
2002  STA   E843
2005  LDA     00
2007  JSR   2020
200A  LDA     04
200C  JSR   2020
200F  JMP   2005
...
2020  STA   E84F
2023  LDX     FF
2025  LDY     FF
2027  DEY
2028  BNE   2027
202A  DEX
202B  BNE   2025
202D  RTS
```

Fig. 3 - Il programma esadecimale di figura 2 tradotto in istruzioni mnemoniche del 6502.

In *figura 3* possiamo osservare, come il programma in bytes esadecimale di *figura 2* è stato tradotto in istruzioni mnemoniche del 6502.

Noterete senz'altro come l'insieme di istruzioni mnemoniche risultano notevolmente più comprensibili rispetto alla serie di numeri esadecimali nulladicenti. Il disassemblatore dispone infine di un ulteriore peculiarità: i salti ad "indirizzi relativi" mediante BNE (D0H) vengono ricavati automaticamente per una trasformazione in "indirizzi assoluti", in modo che risulti facilmente comprensibile il salto effettuato in quel punto.

Probabilmente vi potrà risultare ancora oscuro il modo in cui un programma appena scritto possa essere introdotto (od avviato) nella memoria del computer. Per fare ciò, abbiamo bisogno di un cosiddetto "programma monitor". Tale programma vi permette di accedere direttamente in memoria scrivendo o leggendo il contenuto di essa. Tale programma-monitor è composto di una serie di comandi fra i quali anche quello di fare eseguire il programma.

Il programma monitor

La gran parte di computer si presentano già sul mercato con il programma-monitor scritto in ROM (memoria "non volatile": che non perde il contenuto dopo aver spento il computer) presente all'interno del computer stesso, mentre per altri è necessario richiederli al fornitore o addirittura scriverli da sé.

Il CBM ne possiede uno. Il programma può essere avviato mediante un "SYS1024". Se si desiderasse analizzare sullo schermo del vostro video il contenuto delle celle di memoria a partire dall'indirizzo esadecimale 2000 fino all'indirizzo 200F, si dovrà provvedere ad introdurre da tastiera il seguente comando:

M 2000, 200F (premere tasto RETURN)

Per modificare i valori contenuti in tali celle di memoria, dovrete posizionare il cursore (il simbolo lampeggiante che indica la successiva posizione di scrittura sullo schermo del vostro video) sul "byte di dato" esadecimale esposto sul video, introdurre il nuovo valore e confermarlo premendo il tasto RETURN.

Sapendo ciò, sarete in grado di introdurre il programma di *figura 2* nel vostro computer.

L'esecuzione del programma viene effettuato mediante il seguente comando:

G 2000

dove

— G deriva dall'inglese GO
— 2000 rappresenta l'indirizzo in esadecimale dell'inizio del programma che si vuole fare eseguire.

(continua)

INTERFACCIA SERIALE PER SISTEMI CON 8085 O Z80

Molto spesso i microcomputer sono connessi fra di loro e con i dispositivi periferici mediante collegamento secondo la norma V.24, corrispondente alla norma RS232C. Questo articolo mostra come realizzare un circuito di interfaccia di questo tipo per un sistema con 8085 o con Z80.

Franco Govoni, Karl-Alfred Knapp

Fig. 1 - Circuiteria dell'interfaccia.

Normalmente una interfaccia V.24 funziona in Start-Stop e con otto bit di dati: i singoli caratteri ASCII sono rappresentati con sette bit secondo il codice ISO [4]; l'ottavo bit è utilizzato come bit di controllo. A questo proposito, si distingue fra "controllo di parità" (even parity) e "controllo di disparità" (odd parity). Nel primo caso il bit di controllo va posto a "0" oppure ad "1" in modo che sia pari il numero complessivo di bit ad "1" sull'insieme degli otto bit trasmessi; nel secondo caso, in modo che tale numero sia dispari.

Hardware

Dal momento che in questo tipo di collegamento i bit che compongono i dati vengono trasmessi uno dopo l'altro in successione temporale, i sistemi collegati in questo modo devono essere muniti di dispositivi che convertono la rappresentazione dei dati da parallela nello spazio a seriale nel tempo, e viceversa. Vari costruttori mettono a disposizione circuiti VLSI dedicati a questo scopo; in questo esempio (*figura 1*) si è utilizzato l'USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter) 8251A, prodotto da Intel e Siemens.

Questo dispositivo integrato è concepito come componente di supporto per il microprocessore 8085, ma può essere impiegato senza difficoltà anche con il microprocessore Z80; si è scelto di utilizzare il processore 8085.

L'USART 8251A impegna due locazioni: una corrisponde al registro in cui viene depositato il dato in transito; l'altra corrisponde in scrittura al "registro di controllo" e in lettura al "registro di stato", che specificano il funzionamento dell'USART.

Entrambi i microprocessori 8085 e Z80 consentono l'indirizzamento di 256 locazioni di input/output (indirizzi 0..255, 00H..FFH; linee di indirizzo A0..A7), totalmente distinte dalle locazioni di memoria. La separazione fra lo spazio di memoria e quello di I/O è ottenuto con il segnale $\overline{IO/M}$ per 8085 e con la coppia di segnali $\overline{MREQ}$ e $\overline{IORQ}$ per Z80.

Nell'esempio considerato, si sono utilizzate le locazioni di I/O con indirizzo 3EH e 3FH.

L'indirizzamento dell'USART è ottenuto mandando la linea A0 al pin C/D, che distingue fra registro di dato e registro di controllo e di stato, e costruendo il segnale che seleziona il dispositivo (CS: Chip Select; attivo basso) secondo la relazione

$$\overline{CS} = \overline{A7}.\overline{A6}.A5.A4.A3.A2.A1.IO/\overline{M}$$

Questa relazione può essere realizzata facilmente mediante un gate NAND con otto ingressi (SN7430).

La velocità di trasmissione del flusso seriale dei bit è stabilita dal generatore del "baud rate", il quale deve applicare ai pin TxD e RxD un segnale di temporizzazione con la frequenza adeguata. Per semplicità, si è scelto di partire dal clock di sistema dividendone la frequenza in modo opportuno. In questo esempio, il clock di sistema ha frequenza 3.072 MHz; la divisione è ottenuta nel modo indicato in *figura 2*.

Software

Prima di poter trasmettere o ricevere dati, l'USART 8251A deve essere resettato e poi programmato per un protocollo di trasmissione definito.

Fig. 2 - Baud Rate Generator.

Fig. 4 - Formato di "command word".

Fig. 3 - Formato di "mode word".

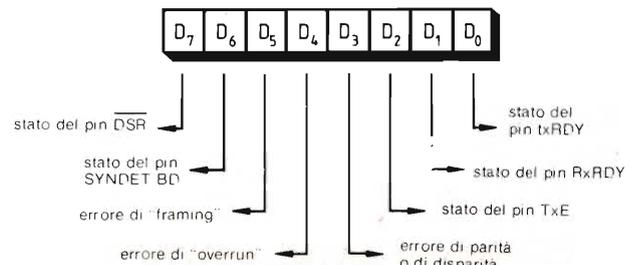



Fig. 5 - Formato di "status register".

Il reset è effettuato dal corrispondente segnale del microprocessore.

La programmazione consiste nel fissare una lunga serie di parametri: funzionamento asincrono o sincrono, numero di bit per carattere, presenza o assenza del bit di controllo, di parità o di disparità, etc..

Dal momento che il modo di funzionamento relativo all'interfaccia V.24 è quello asincrono, secondo quanto riportato in [5], la programmazione dell'USART è effettuata inviando al registro di controllo in successione stabilita due "parole di programmazione", ciascuna di un byte.

Prima deve essere inviata la "parola di modo" (Mode Word), i cui bit nel funzionamento asincrono hanno il significato illustrato in *figura 3*. Poi deve essere inviata la "parola di comando" (Command Word), il cui significato è illustrato in *figura 4*; essa realizza diverse funzioni ausiliarie, fra l'altro abilita la trasmissione e la ricezione.

Il segmento che programma l'USART, scritto nel codice del microprocessore 8085, è il seguente:

```
MVI A, 0FBH; made word
OUT 3FH      ; nel registro di controllo
MVI A, 05H   ; command word
OUT 3FH      ; nel registro di controllo
```

A questo punto la trasmissione risulta possibile.

Occorre però considerare che l'USART può accettare un dato dal proprio sistema solo quando il buffer per la trasmissione è pronto; analogamente, può cedere un dato al proprio sistema solo quando il buffer per la ricezione è pronto.

Lo stato di "pronto" di questi due buffer è segnalato all'esterno sia attraverso due segnali, TxRDY (Transmitters Ready) e RxRDY (Receiver Ready), sia attraverso due bit con lo stesso nome del registro di stato (*figura 5*). I segnali vengono utilizzati in caso di funzionamento "per interrupt", i flag del registro di stato in caso di funzionamento "per polling".

In realtà, il registro di stato mette a disposizione una serie numerosa di informazioni; per le applicazioni più semplici è però sufficiente limitarsi ad osservare lo stato dei flag D0 e D1.

Così facendo, il segmento per l'emissione del carattere "A" si presenta come segue:

```
COUT:IN    3FH  ; "status" nell'accumulatore
     ANI   01H  ; polling di D0
     JZ    COUT ;
     MVI   A, 41H ; codice di "A" nell'accumulatore
     OUT   3EH  ; e poi nel buffer di trasmissione
```

Analogamente, il segmento per la ricezione di un carattere si presenta nel modo seguente:

```
CIN: IN    3FH  ; "status" nell'accumulatore
     ANI   02H  ; polling di D1
     JZ    CIN  ;
     IN    3EH  ; "datum" nell'accumulatore
```

Bibliografia

1) DIN 66020, *Trasmissione dati-Specifiche delle interfacce relative alla trasmissione di segnali bipolari.*
2) CCITT - *Raccomandazioni per la serie V e per la serie X, Vol. 2.*
3) *Le raccomandazioni V. e X. del CCITT.* Elektronik 1979, n. 21, pp. 87..90.
4) DIN 66003, *Elaborazione delle informazioni-Codice a 7 bit.*
5) *Componenti per microcomputer*, Vol. 3 Siemens.
6) *Computer didattico ECB85.* Note per l'uso. Edizione 11.81 Siemens.

L'INNOVAZIONE TECNOLOGICA NELLE PICCOLE E MEDIE IMPRESE

Progetto Lombardia (Pubblicazione di A. LASSINI e Collaboratori)

Nella ripresa della competitività e nell'avvio del miglioramento tecnologico sono coinvolte tutte le componenti nel nostro sistema produttivo.

Da questo processo non possono essere esentate le piccole e medie aziende che rappresentano l'ossatura della economia italiana, per le quali anzi l'introduzione della innovazione tecnologica è una condizione necessaria per la sopravvivenza prima e per il futuro sviluppo poi.

La Regione Lombardia, volta al sostegno ed al progresso di una zona che rappresenta una realtà socio-economica trainante dell'intera nazione, nell'intento di favorire questa trasformazione ha voluto sviluppare un progetto di intervento che faccia da tramite tra la struttura politica ed il privato.

Ma quali sono le problematiche relative alla innovazione tecnologica e come si configura l'introduzione di queste innovazioni nelle imprese di dimensione medio-piccola?

A. LASSINI, direttore del "Dipartimento Industria" della Regione Lombardia, con il libro: "*COMPETITIVITA' E COOPERAZIONE NEL PROCESSO INNOVATIVO DELL'IMPRESA*" (Franco Angeli - Editore), ha promosso e legato fra loro organicamente una serie di saggi che permettono di comprendere e, per chi è direttamente interessato, aiutare a promuovere la dinamica del processo innovativo nelle imprese di piccola e media dimensione.

Hanno collaborato con A. Lassini, che in questa raccolta compare in prima persona come autore di un saggio, altri esperti del campo tecnico-industriale, quali: G. ANERDI, S. BARONCHELLI, V. GARDONI, E. MANGIAROTTI, G. NATTA, A. RIVA e M. TURVANI.

Gli elaborati, che hanno alla base una ricca bibliografia di livello internazionale e sono redatti col rigore del linguaggio della scienza economica, possono servire da testo per la comprensione di un problema di grande attualità.

La trattazione aiuta a comprendere innanzitutto in cosa consiste l'innovazione tecnologica.

G. Anerdi la configura come un punto di incontro di due elementi fondamentali: una "possibilità tecnica" (che proviene da attività, a monte, di Ricerca e Sviluppo) e di capacità decisionale/capacità d'investimento proprie del soggetto interessato all'innovazione stessa.

V. Gardoni inoltre, analizzando come si manifesta nelle imprese minori la tendenza innovativa spontanea (con particolare riguardo verso l'opportunità tecnologica), definisce innovativa una azienda nella quale si procura "novità" in una delle tre attività della matrice: prodotto - mercato - risorse.

Con queste premesse, la strategia innovativa, come è configurata sul trattato di A. Lassini e Collaboratori, chiamando in causa principalmente capacità decisionale/capacità d'investimento, nonché la "spontaneità" dovuta a potenzialità latenti, presuppone chiaramente nel processo innovativo il "rischio d'impresa"; automaticamente qualifica di conseguenza l'intervento della Regione quale elemento di supporto agli aspetti più vitali delle piccole e medie imprese e precisamente "all'imprenditorialità" garanzia di continuità e di un felice evolvere del processo che viene avviato.

G. Natta illustra nel suo saggio come la regolamentazione e difesa dell'ambiente abbiano portato, grazie all'innovazione tecnologica, a cambiamenti di cicli produttivi e a nuove forme di collaborazione tra imprese. A. Riva tratta il problema di rapporti di concorrenza e cooperazione internazionale nella strategia innovativa. Tra i fattori innovativi, M. Turvani illustra come "l'informazione elementare" una volta organizzata e coordinata in sistema e divenuta informazione strutturata, possa costituire messaggi rilevanti nel processo direzionale e in particolare in quello innovativo.

L'innovazione tecnologica, al di là dei motivi di sopravvivenza e di futuro sviluppo che ne richiedono l'introduzione nelle piccole e medie aziende, risulta altresì congeniale alle aziende di tale dimensione per un'altra importante motivazione: questo tipo di imprese infatti, chiarisce S. Baronchelli, è in grado di riempire i vuoti tecnologici lasciati dalle grandi imprese individuando nicchie di mercato in cui operare. Inoltre, specie nel campo dei prodotti nuovi piuttosto che nel campo di prodotti sostitutivi o prodotti obsoleti, il ruolo dell'impresa minore si è rilevato determinante nella nascita di grosse imprese.

Come esempio di piccole imprese a forte contenuto innovativo che possono diventare grosse imprese, E. Mangiarotti propone la Dataprocess. Il modello dell'impresa minore, inoltre, che opera in prodotti avanzati, continua S. Baronchelli, sembra essere idoneo ad interpretare processi di internazionalizzazione di questa specie di classi di imprese di un mercato caratterizzato in modo crescente da situazioni che richiedono doti di dinamismo, specializzazione ed adattabilità in misura superiore a quanto le strutture maggiori sembrano in grado di ottenere.

Come risultato collaterale di grande rilievo, per quanto riguarda l'Immagine Italia all'estero, l'impresa minore che opera con successo su prodotti avanzati può trasferire lo stereotipo italiano di "flessibilità, creatività, duttilità" valido per i prodotti di consumo a quello dei prodotti industriali.

MODULAZIONE DI IMPULSI CON Z80

L'articolo illustra come originare una forma d'onda ad impulsi modulati in larghezza ricorrendo ad un microprocessore Z80 e ad un counter/timer programmabile 8253.

Franco Govoni e Ulrich Voelkel

Molto spesso nel controllo dei processi serve una successione di impulsi con frequenza costante e durata variabile, ossia una forma d'onda ad impulsi modulati in larghezza. Per esempio, mediante una forma d'onda di questo tipo e attraverso amplificatori di potenza si comandano motori in corrente continua o elettrovalvole proporzionali.

Questo tipo di forma d'onda è adatto anche alla trasmissione dei segnali attraverso opto-accoppiatori.

Forme d'onda PWM ("pulse width modulation") si possono produrre con semplicità ricorrendo ad un microprocessore e ad un counter/timer programmabile.

In questo esempio si è scelto il microprocessore Z80 e il counter/timer 8253, prodotto da Intel e Siemens: la *figura 1* presenta l'hardware complessivo.

Il circuito integrato 8253 comprende tre contatori a 16 bit indipendenti, ciascuno dei quali può essere programmato in sei modi diversi, dal MODE 0 al MODE 5. L'interfaccia di questo componente verso il bus del microprocessore è tale che esso può essere connesso senza difficoltà particolari ai processori 8048, 8085, 8086/88, Z80.

Per produrre la forma d'onda PWM vengono impiegati i contatori 0 e 1: il contatore 0 viene fatto funzionare come divisore programmabile (MODE 2) e il contatore 1 come multivibratore monostabile (MODE 1). Il contatore 0 fa partire il contatore 1 ad intervalli di tempo prestabiliti; dopo la partenza, il segnale di uscita di questo contatore, al pin

Fig. 1 - Schema elettrico del sistema di modulazione dell'ampiezza degli impulsi realizzato con il microprocessore Z80 e il counter/timer programmabile 8253.

```
PIT0    EQU     0               ; indirizzo di counter 0
PIT1    EQU     PIT0+1          ; indirizzo di counter 1
PITCON  EQU     PIT0+3          ; indirizzo di control register
;
;       **********
;       * INIPWM *
;       **********
;
; inizializzazione del counter/timer 8253
;
INIPWM:
        ; counter 0 in mode 2
        LD      A,34H           ; control word in accumulatore
        OUT     (PITCON),A      ; e poi nel control register
        LD      A,0             ; count value: low byte
        OUT     (PIT0),A
        LD      A,80H           ; count value: high byte
        OUT     (PIT0),A
        ; counter 1 in mode 1
        LD      A,72H           ; control word in accumulatore
        OUT     (PITCON),A      ; e poi nel control register
        LD      A,1             ; count value: low byte
        OUT     (PIT1),A
        LD      A,0             ; count value: high byte
        LD      (PIT1),A
        ; end of INIPWM
        RET
;
;       **********
;       * OUTPWM *
;       **********
;
; emissione del valore per la larghezza dell'impulso
; input: pulsewidth in HL
;
OUTPWM:
        LD      A,H
        OR      L
        JR      NZ,OPWM10
        ; count value=1 per il multivibratore monostabile
        LD      A,1             ; low byte=1
        OUT     (PIT1),A
        XOR     A               ; high byte=0
        OUT     (PIT1),A
        ;
        RET
;
OPWM10:
        LD      A,L
        OUT     (PIT1),A
        LD      A,H
        OUT     (PIT1),A
        ; end of OUTPWM
        RET
```

Fig. 2 - Software relativo al circuito di figura 1.

OUT1, resta al livello logico L per la durata caratteristica del multivibratore monostabile.

La *figura 2* presenta il software relativo al circuito di *figura 1*. Esso è costituito da due sezioni:

1 inizializzazione: in questa sezione vengono programmati i due contatori;

2 emissione del valore della larghezza dell'impulso.

Il contatore 0 è indirizzato solo durante l'inizializzazione del sistema; esso stabilisce la frequenza degli impulsi.

Dopo l'emissione di un impulso al pin OU1, nel registro della costante di tempo ("count value") del contatore 1 viene caricato il valore della larghezza dell'impulso successivo. Dal momento che non si può emettere un impulso di larghezza zero, il software sostituisce zero con uno.

PROGRAMMATORE DI

Il programmatore di EPROM descritto nel N° 10/1983 di SELEZIONE viene presentato in forma migliorata per il SEL-COM, il computer di SELEZIONE. L'interfaccia parallela 8255 risiede su una scheda formato EUROCARD che ha i collegamenti compatibili per il BUS ECB.

ing. Ennio de Lorenzo - Fischer

Il circuito descritto in questo articolo ricalca a grandi linee quello descritto nell'articolo di SELEZIONE sopramenzionato. La modifica maggiore consiste nell'adattamento al Bus ECB del SELCOM-CP/M (il computer di SELEZIONE: N° 3/4/5/6/1984).

Elenchiamo ora tutte le modifiche relative al circuito precedente:

— Il commutatore per le EPROM 2716/2732 è sostituito da un relé.

— Il relé viene pilotato dal precedente bit di errore.

— Il messaggio di errore viene visualizzato sul terminale.

— È previsto un commutatore per i tipi 25XX/27XX.

— Con questi accorgimenti è ora possibile programmare tutti i tipi più correnti di EPROM: 2517, 2532, 2716, 2732.

— L'interfaccia parallela 8255 si trova sulla scheda del programmatore.

— La tensione di programmazione viene generata sulla scheda stessa con l'integrato switching TL 497 dalla tensione di 5 V. Questo risparmia noiosi cablaggi da un alimentatore esterno.

Data la semplicità del circuito, il prototipo venne filato su una scheda formato eurocard. Lo zoccolo Textool per l'inserimento delle EPROM si trova su una schedina a parte da montare sul fronte del SELCOM.

Il circuito presenta le seguenti caratteristiche:

— Semplicità di montaggio e messa a punto.

— Componenti "semplici" e facilmente reperibili (l'8255 ed il TL 497 si trovano ovunque).

— Non occorre alimentazione esterna per l'impulso di programmazione.

— La tensione di programmazione dopo l'accensione del sistema o dopo un RESET, si trova sempre in uno stato definito (OFF).

```
A > EPROG

PROGRAMMATORE DI EPROM

Scegli il tipo di EPROM:

1...2716 (INTEL)   + 5 V
2...2732 (INTEL)   + 5 V
3...2616 (TEXAS)   + 5 V
4...2532 (TEXAS)   + 5 V
5...ritorno al monitor (CP/M)

"VERIFICARE LA POSIZIONE
DEL COMMUTATORE"
2

*** 2732 ***

FUNZIONE DESIDERATA:

M...Ritorno al Monitor (CP/M)
T...Test se l'EPROM è vuota
L...Carica l'EPROM in RAM (Load)
V...Compara l'EPROM con il contenuto
di RAM
P...Programma la EPROM
A...Altro tipo di EPROM

T

TEST SE L'EPROM È VUOTA:
L'EPROM NON È VUOTA!

*** 2732 ***

FUNZIONE DESIDERATA

M...Ritorno al Monitor (CP/M)
T...Test se l'EPROM è vuota
L...Carica l'EPROM in RAM (Load)
V...Compara l'EPROM con il contenuto
di RAM
P...Programma la EPROM
A...Altro tipo di EPROM

L

Indirizzo di inizio in RAM? 4000

CARICAMENTO:
Il contenuto della EPROM è caricato
in RAM.

*** 2732 ***

FUNZIONE DESIDERATA:

M...Ritorno al Monitor (CP/M)
T...Test se l'EPROM è vuota
L...Carica l'EPROM in RAM (Load)
V...Compara l'EPROM con il contenuto
di RAM
P...Programma la EPROM
A...Altro tipo di EPROM
M
A > ...(segnale di "prompt" del CP/M).
```

Fig. 1 - Esempio di dialogo con il programma EPROG.

Tabella 1 - Funzione dei piedini 18, 20, 21 in differenti tipi di EPROM

Pin	2516	2532	2716	2732
18	PD/PROG	A11	—$\overline{CE}$/PROG	—$\overline{CE}$
20	—CE	PD/PROG	—$\overline{OE}$	—$\overline{OE}$/VPP
21	VPP	VPP	VPP	A11

EPROM PER SELCOM

unzionamento del circuito

Il circuito è costituito solamente da 4 ntegrati e due transistori. Questa non certamente la soluzione più avanza-, ma presenta un massimo di semplità sia hardware che software.

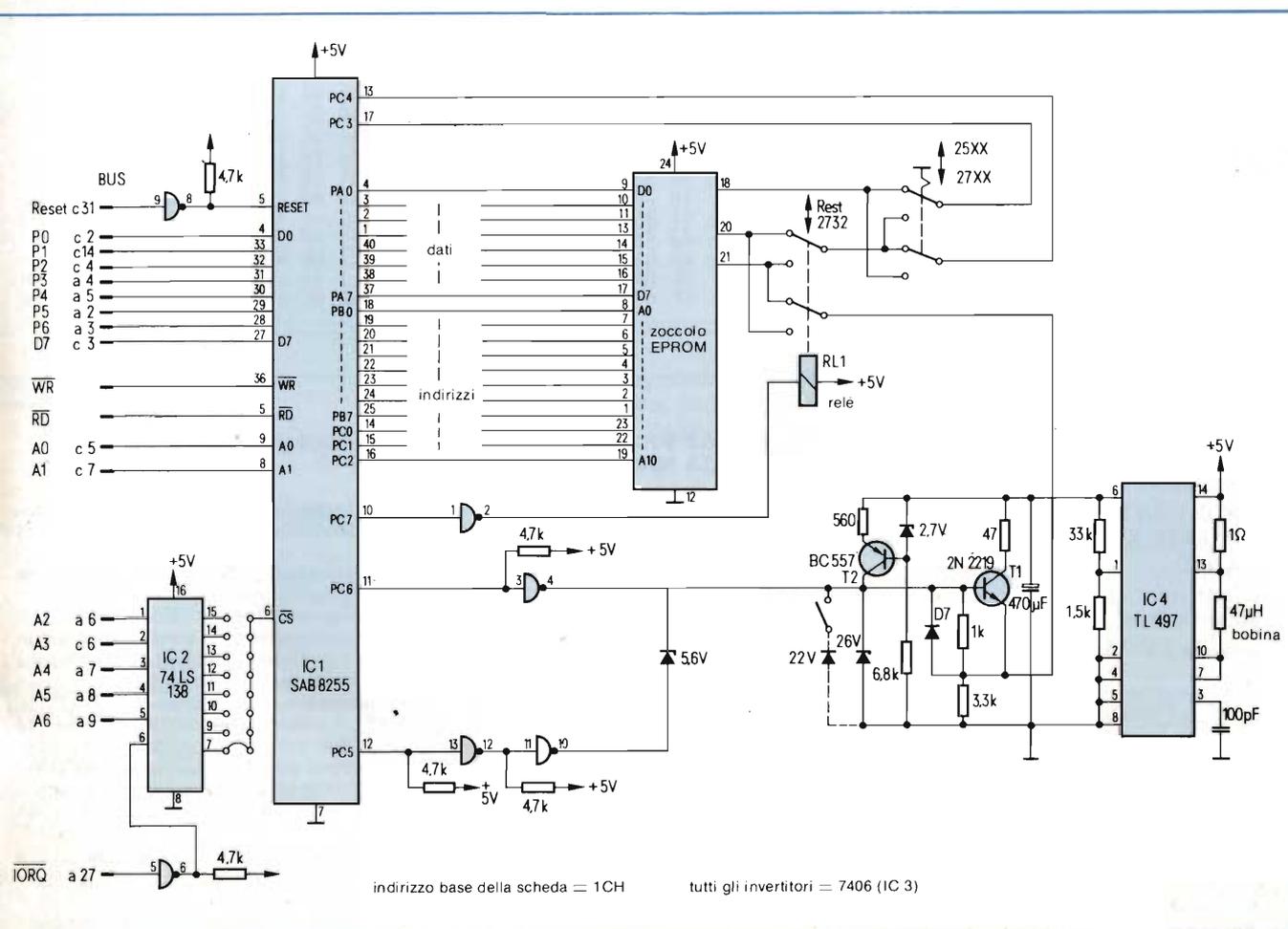
L'8255 venne scelto per l'elevato nuero di linee di I/O (3 ports da 8 bit ascuno). Per semplificare il circuito, 8255 venne connesso direttamente al US senza uso di drivers. L'integrato 4LS138 provvede alla decodifica delindirizzo della scheda che viene impotato tramite lo DIP-switch ad 8 vie. La cheda prototipo venne impostata alindirizzo 1CH (H = Hex = esadecima-).

Le 8 linee PA0 - PA7 del port A lavorano in modo bidirezionale e trasportano i dati da ed all'EPROM. Le linee PB0 - PB7 e PC0 - PC2 dei ports B e C forniscono gli indirizzi A0 - A10. PC3 e PC4 hanno diverse funzioni in dipendenza dal tipo di EPROM selezionata e pilotano l'indirizzo A11, il CHIP SELECT, il POWER DOWN e l'ingresso dell'impulso di programmazione.

La selezione del tipo di EPROM avviene tramite un commutatore ed un relé di tipo REED. Il commutatore seleziona i tipi 25XX e 27XX. Il relé viene pilotato dall'uscita PC7 dell'8555 ed un invertitore, e scambia i pin 20 e 21 per le EPROM del tipo 2632. La selezione dei tipi 27XX e 25XX avviene quindi manualmente (commutatore), mentre al resto provvede il software.

Chi non avesse un relé a disposizione può sostituirlo con un secondo commutatore manuale o sostituire ambedue i commutatori separati con uno singolo a rotazione cha abbia 4 posizioni su due piani.

La tensione per l'impulso di programmazione viene generata dal TL 497 che commuta i 5 V di alimentazione in quella desiderata. La sorgente di tensione pilotabile è composta da due diodi Zener in parallelo.

Fig. 2 - Il circuito del programmatore di EPROM.

Il circuito impedisce inoltre che all'accensione del sistema sia presente una tensione all'entrata di programmazione dell'EPROM. La tensione di programmazione è attivata solamente quando alle uscite PC5 e PC6 del port C è presente una determinata combinazione.

Per programmare tipi di EPROM che richiedono una tensione di programmazione di 21 V, è necessario montare un diodo Zener di 22 V in parallelo a quello di 26 V (eventualmente con l'aggiunta di un interruttore come è evidenziato nello schema del circuito in *figura* 2).

Il programma EPROG (software per la scheda)

Il programma per il pilotaggio del programmatore di EPROM è riportato in *figura 3*. Per ragioni di spazio non possiamo pubblicare il listato in assembler, ma con un buon Debugger (p. es. il DDT od lo ZSID sotto CP/M) non è difficile disassemblarlo qualora si desiderasse apportare modifiche. Il programma è pilotato da menu e tutte le funzioni importanti vengono richieste dal video.

Le funzioni di EPROG:

M: Ritorno a CP/M.

T: Empty check (verifica di vuoto): il dispositivo verifica se l'EPROM inserita è vuota, cioè se tutte le cellule sono a FFH (tutti i bit a "1").

L: Caricamento del contenuto della EPROM in RAM. Con il comando M (ritorno in CP/M) ed il comando SAVE, il contenuto può venir memorizzato su disco (Per EPROMS XX16: SAVE 8 FILENAME, per EPROMS XX32: SAVE 16 FILENAME).
Attenzione: i campi di memoria 0 - 1000H e D$00H - FFFF sono occupati da CP/M e programma.

V: Comparazione del contenuto della EPROM con quello della RAM.

P: Programmazione del contenuto della RAM nella EPROM. Con il DDT è possibile caricare il File desiderato dal disco in RAM ed in seguito spostarlo. Lo spostamento è necessario, perché altrimenti il programma che pilota il program-

```
1100  3E 9B D3 1F 3E 1A CD 67 06 CD 74 06 E5 D5 C5 11  += 0734
1110  1C 01 0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 20 45 20 50 20  += 0486
1120  52 20 4F 20 4D 20 2D 20 50 20 52 20 4F 20 47 20  += 0353
1130  52 20 41 20 4D 20 4D 20 45 20 52 24 E5 D5 C5 11  += 0518
1140  4D 01 0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 C3 16 02 0D 0A 42  += 04DE
1150  69 74 74 65 20 45 50 52 4F 4D 2D 54 59 50 20 65  += 0508
1160  69 6E 67 65 62 65 6E 20 3A 0D 0A 66 75 65 72 20  += 051B
1170  32 37 31 36 20 28 49 4E 54 45 4C 29 20 2B 35 56  += 0393
1180  2E 2E 2E 20 31 0D 0A 66 75 65 72 20 32 37 33 32  += 0392
1190  20 28 49 4E 54 45 4C 29 20 2B 35 56 2E 2E 2E 20  += 036D
11A0  32 0D 0A 66 75 65 72 20 32 35 31 36 20 28 54 45  += 03CA
11B0  58 41 53 29 20 2B 35 56 2E 2E 2E 20 33 0D 0A 66  += 0345
11C0  75 65 72 20 32 35 33 32 20 28 54 45 58 41 53 29  += 042E
11D0  20 2B 35 56 2E 2E 2E 20 34 0D 0A 5A 75 72 75 65  += 03E6
11E0  63 6B 20 7A 75 6D 20 4D 6F 6E 69 74 6F 72 20 20  += 0592
11F0  2E 2E 2E 20 35 0D 0A 0D 0A 53 43 48 41 4C 54 45  += 0311
1200  52 53 54 45 4C 4C 55 4E 47 20 50 52 55 45 46 45  += 04A7
1210  4E 20 21 21 0A 24 18 2A CD 74 06 E5 D5 C5 11 2B  += 0522
1220  02 0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 17 42 69 74 74 65  += 0585
1230  20 5A 69 66 66 65 72 20 65 69 6E 67 65 62 65 6E  += 05E3
1240  2E 24 CD 74 06 CD 4E 06 FE 31 28 13 FE 32 28 1F  += 059B
1250  FE 33 28 2B FE 34 28 37 FE 35 CA 7F 06 18 B9 01  += 0669
1260  84 06 11 00 08 D9 06 28 0E 38 16 00 D9 18 30 01  += 0328
1270  95 06 11 00 10 D9 06 B0 0E A0 16 C0 D9 18 20 01  += 04E1
1280  A6 06 11 00 08 D9 06 30 0E 38 16 00 D9 18 10 01  += 0332
1290  B7 06 11 00 10 D9 06 30 0E 20 16 00 D9 18 00 E5  += 0407
12A0  D5 C5 50 59 0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 3E 93 D3 1F  += 0762
12B0  CD 5A 06 E5 D5 C5 11 C4 02 0E 09 CD 05 00 C1 D1  += 06FE
12C0  E1 C3 7B 03 0D 0A 47 45 57 55 45 4E 53 43 48 54  += 0536
12D0  45 20 46 55 4E 4B 54 49 4F 4E 20 3A 0D 0A 5A 75  += 0413
12E0  72 75 65 63 6B 20 7A 75 6D 20 4D 6F 6E 69 74 6F  += 062C
12F0  72 20 2E 2E 2E 4D 0D 0A 54 65 73 74 65 6E 20 6F  += 0482
1300  62 20 45 50 52 4F 4D 20 6C 65 65 72 2E 2E 2E 54  += 04AB
1310  0D 0A 45 50 52 4F 4D 20 69 6E 73 20 52 41 4D 20  += 0424
1320  6C 61 64 65 6E 20 2E 2E 2E 4C 0D 0A 45 50 52 4F  += 0447
1330  4D 20 6D 69 74 20 52 41 4D 20 76 65 72 67 6C 2E  += 0525
1340  2E 2E 2E 56 0D 0A 45 50 52 4F 4D 20 70 72 6F 67  += 0452
1350  72 61 6D 6D 69 65 72 65 6E 20 2E 2E 2E 50 0D 0A  += 04D1
1360  41 6E 64 65 72 65 72 20 45 50 52 4F 4D 20 2D 20  += 04D1
1370  54 79 70 20 2E 2E 2E 41 0D 0A 24 00 CD 4E 06 FE  += 0482
1380  4D CA 7F 06 FE 54 DD 21 F8 04 28 56 FE 4C DD 21  += 07AE
1390  9A 05 28 1E FE 56 DD 21 54 04 28 16 FE 50 DD 21  += 0619
13A0  E7 03 28 0E FE 41 DD 21 3C 01 28 36 DD 21 9F 02  += 0597
13B0  18 30 CD 74 06 E5 D5 C5 11 C5 03 0E 09 CD 05 00  += 05D0
13C0  C1 D1 E1 18 18 41 6E 66 61 6E 67 73 61 64 72 65  += 06FD
13D0  73 73 65 20 69 6D 20 52 41 4D 20 3F 24 C5 CD 1B  += 0571
13E0  06 C1 CD 74 06 DD E9 CD 74 06 E5 D5 C5 11 FA 03  += 08A8
13F0  0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 17 44 65 72 20 50 72  += 0588
1400  6F 67 72 61 6D 6D 65 72 20 6C 61 65 75 66 74 2E  += 0629
```

ECCEZIONALE SUCCESSO DEL NUOVO MICROPROCESSORE A 8 BIT DELLA NEC

Fonti imparziali, specializzate in ricerche di mercato (ad esempio DATA QUEST), indicano uno sbalorditivo successo commerciale del nuovo microprocessore modello 7810/11 della NEC.

Nei fatti, è accertato che questo componente è ormai prodotto in volumi altissimi, tali da superare nettamente molti microprocessori di altra sorgente nel mercato degli 8 bit.

I motivi di questa riuscita, che si prevede ancora maggiore nel futuro, paiono individuabili in: notevole dotazione di periferiche, interfacce, istruzioni speciali a bordo, il tutto ad un costo estremamente competitivo; nonché possibilità di collegare emulatori e RTT a sistemi già esistenti di altre case, con cross-assemblatori forniti dalla stessa NEC.

Sia la versione ROMLESS (7810) che quella mascherata con 4 KBytes di ROM (7811), contengono un convertitore A/D con 8 canali di INPUT selezionabili, 256 Bytes di RAM, 44 linee di INPUT/OUTPUT comunque selezionabili, due timers a 8 bit, due ingressi per rilevamento di zero crossing, 8 livelli di INTERRUPT interni e 3 esterni, funzione di stand-by, indirizzamento diretto di più di 60000 Bytes di ROM/RAM, nonché un set di 157 istruzioni, fra cui moltiplicazioni e divisioni a 16 bit, con possibilità di lavorare in emulazione con istruzioni 8085 compatibili.

Questi ed altri prodotti NEC sono disponibili a stock Claitron, in via Gallarate 211, a Milano.

```
1410  24 C5 D5 E5 3E 80 D3 1F 01 00 00 D9 78 D3 1E D9 += 076F
1420  CD 5A 06 01 00 00 79 D3 1D 78 F5 D9 B0 D3 1E D9 += 0757
1430  7E D3 1C F1 F5 D9 B1 D3 1E D9 C5 01 40 1F 0B 78 += 084F
1440  B1 20 FB C1 F1 D9 B0 D3 1E D9 23 03 1B 7A B3 20 += 085F
1450  D5 E1 D1 C1 E5 D5 C5 11 64 04 0E 09 CD 05 00 C1 += 07EA
1460  D1 E1 18 0E 56 45 52 47 4C 45 49 43 48 45 4E 3A += 053E
1470  20 24 C5 D5 3E 90 D3 1F D9 7A D3 1E 1E 00 D9 CD += 07A6
1480  5A 06 01 00 00 79 D3 1D 78 D9 B2 D3 1E D9 DB 1C += 068E
1490  BE 28 04 D9 1E 01 D9 23 03 1B 7B B2 20 E7 D1 C1 += 06C2
14A0  CD 74 06 E5 D5 C5 11 B3 04 0E 09 CD 05 00 C1 D1 += 0709
14B0  E1 18 0F 44 61 73 20 45 50 52 4F 4D 20 69 73 74 += 0533
14C0  20 24 D9 7B D9 FE 00 28 17 E5 D5 C5 11 D9 04 0E += 0729
14D0  09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 07 6E 69 63 68 74 20 24 += 05C7
14E0  E5 D5 C5 11 F0 04 0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 05 += 06FD
14F0  6F 2E 6B 2E 24 C3 9F 02 E5 D5 C5 11 08 05 0E 09 += 0572
1500  CD 05 00 C1 D1 E1 18 0B 4C 45 45 52 54 45 53 54 += 05D0
1510  3A 20 24 C5 D5 3E 90 D3 1F D9 7A D3 1E 1E 00 D9 += 0713
1520  CD 5A 06 01 00 00 79 D3 1D 78 D9 B2 D3 1E D9 DB += 073F
1530  1C FE FF 28 04 D9 1E 01 D9 03 1B 7A B3 20 E7 D1 += 0739
1540  C1 CD 74 06 E5 D5 C5 11 54 05 0E 09 CD 05 00 C1 += 069B
1550  D1 E1 18 0F 44 61 73 20 45 50 52 4F 4D 20 69 73 += 0590
1560  74 20 24 D9 7B D9 FE 00 28 17 E5 D5 C5 11 7A 05 += 0731
1570  0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 07 6E 69 63 68 74 20 += 05B1
1580  24 E5 D5 C5 11 91 05 0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 += 06BE
1590  06 6C 65 65 72 2E 24 C3 9F 02 E5 D5 C5 11 AA 05 += 06A3
15A0  0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 08 4C 41 44 45 4E 3A += 051A
15B0  20 24 3E 90 D3 1F D9 7A D3 1E D9 CD 5A 06 C5 D5 += 07E8
15C0  01 00 00 79 D3 1D 78 D9 B2 D3 1E D9 DB 1C 77 23 += 06C8
15D0  03 1B 7A B3 20 ED D1 C1 CD 74 06 E5 D5 C5 11 EB += 08AC
15E0  05 0E 09 CD 05 00 C1 D1 E1 18 2D 44 65 72 20 49 += 052A
15F0  6E 68 61 6C 74 20 64 65 73 20 45 50 52 4F 4D 53 += 0569
1600  20 77 75 72 64 65 20 69 6E 73 20 52 41 4D 20 67 += 0538
1610  65 6C 61 64 65 6E 2E 24 C3 9F 02 21 00 00 CD 4E += 055B
1620  06 4F CD 35 06 38 08 29 29 29 29 B5 6F 18 EF 79 += 04E5
1630  FE 0D 28 11 C9 D6 30 D8 FE 17 3F D8 FE 0A 3F D0 += 082E
1640  D6 07 FE 0A C9 F5 3E 0A CD 67 06 F1 4F C9 E5 D5 += 08E8
1650  C5 0E 01 CD 05 00 C1 D1 E1 C9 C5 01 FF FF 0B 00 += 07B1
1660  00 78 B1 20 F9 C1 C9 E5 D5 C5 0E 02 5F CD 05 00 += 078C
1670  C1 D1 E1 C9 3E 0D CD 67 06 3E 0A CD 67 06 C9 0E += 071A
1680  00 CD 05 00 0D 0A 23 23 23 20 32 37 31 36 20 23 += 0285
1690  23 23 0D 0A 24 0D 0A 23 23 23 20 32 37 33 32 20 += 020F
16A0  23 23 23 0D 0A 24 0D 0A 23 23 23 20 32 35 31 36 += 0212
16B0  20 23 23 23 0D 0A 24 0D 0A 23 23 23 20 32 35 33 += 01FE
16C0  32 20 23 23 23 0D 0A 24 00 00 00 00 00 00 00 00 += 00F6
16D0  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 += 0000
16E0  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 += 0000
16F0  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 += 0000
1700  00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 += 0000
```

Fig. 3 - Il programma EPROG in codice esadecimale.

matore cancellerebbe il programma dell'utente.

A: Selezione del tipo di EPROM. Comando utile quando si voglia copiare dati da un tipo di EPROM in un altro (p. es. da 2732 in 2532).

Sequenza delle operazioni

1. Spegnere il computer.
2. Inserire la scheda del programmatore.
3. Accendere il computer.
4. Inserire il disco.
5. Lanciare il programma EPROG (se è la prima volta, inserire prima il programma in RAM e quindi su disco).
6. Scegliere il tipo di EPROM.
7. Portare il commutatore 25/27 nella giusta posizione.
8. Inserire la EPROM.
9. Scegliere la funzione.
10. Se necessario, dichiarare l'inizio di memoria.
11. Aspettare il messaggio di termine.
12. Disinserire la EPROM.

■

STRUMENTAZIONE

Nuovo multimetro digitale di alta classe

Si tratta del Modello DL-709. È un multimetro a 3 cifre 1/2 progettato per ottenere alta precisione e risoluzione e facilità d'impiego.
Il DL-709 permette misure da 100 mV ÷ 1000V DC; 1 mV ÷ 750V AC; 100 MΩ ÷ 19,99 MΩ; 0,1μA ÷ 10A DC e AC. La precisione base è dello 0,1% (DCV).
Il DL-709 funziona in autoranging nelle misure DCV, ACV e R.
Lo strumento è inoltre fornito di indicatore sonoro per misure di continuità, e di Data-Hold per la memorizzazione sul display e con uscita per controllo esterno della lettura eseguita.

Altre funzioni aggiuntive di questo modello sono: la funzione di prova diodi; l'indicazione di sovraportata e l'indicazione di bassa carica della batteria.
Gli ingressi del DL-709 sono completamente protetti. L'alimentazione può essere sia a batteria a secco che a 12 VDC esterni; l'impiego di CMOS, LSI e display LCD fanno sì che il consumo del DL-709 sia estremamente limitato e ne consente una autonomia di c.a.; 1000 ore con normali batterie a secco.

VIANELLO S.p.A.
Via Tommaso da Cazzaniga, 9/6
20100 Milano
Tel. 65.96.171

Rif. 1

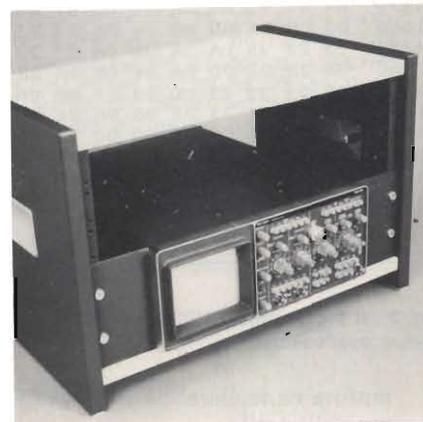
Oscillatore audio programmabile a bassa distorsione

La BOONTON ELECTRONICS CORPORATION USA, presenta un nuovo oscillatore programmabile, il modello 1100, che copre la banda di frequenza Audio da 20 Hz a 50 kHz. La caratteristica principale è il livello di distorsione eccezionalmente basso: 0,01% ad 1 kHz e meno di 0,03% da 400 Hz a 25 kHz. Le due uscite indipendenti, una fissa ad 1V ed una variabile da 10mV a 8V hanno una precisione dello 0,5% ed una piattezza dello 0,2% fino a 20 kHz. Il controllo manuale avviene tramite tastiera ed indicazione digitale mentre automaticamente l'oscillatore viene pilotato tramite l'interfaccia IEEE-488. Lo strumento possiede una memoria non volatile dove si possono allocare ben 190 programmazioni di pannello per il successivo richiamo sia manuale che automatico.
Ideale per il test automatico di qualsiasi apparato audio, il modello 1100 è ideale anche nel settore delle telecomunicazioni come sorgente stabile e indistorta di toni di modulazione.

VIANELLO S.p.A.
Via Tommaso da Cazzaniga, 9/6
20100 Milano
Tel. 65.96.171

Rif. 2

Oscilloscopi di uso generale per montaggio in rack

La Philips, divisione Test and Measuring Instruments, ha presentato delle versioni per il montaggio in rack standard da 19" di tre dei suoi oscilloscopi avanzati più diffusi. I modelli da 50 MHz PM 3215 R a singola base dei tempi e PM 3217 R a doppia base dei tempi e l'unità da 100 MHz PM 3267 R possono essere facilmente integrati in rack standard per soddisfare una vasta serie di applicazioni nel controllo di qualità, nell'ingegneria di produzione e nel collaudo in linea. Tutti gli strumenti sono alti 40 e profondi 391 mm. Gli osciloscopi PM 3215 R e PM 3217 R hanno un'ampiezza di banda di 50 MHz con sensibilità di 2 mV sui loro due ingressi verticali. Le stesse funzioni di trigger comprendono anche il modo auto. Le possibilità di visualizzazione prevedono l'impiego degli assi X-Y e la modulazione Z. Le due basi dei tempi nel PM 3217 R rendono lo strumento particolarmente adatto per una vasta serie di specifiche di collaudo analogico e digitale.

Il PM 3267 R è un versatile strumento da 100 MHz che offre elevate prestazioni ad un prezzo contenuto. Le funzioni disponibili comprendono un terzo canale per osservare il trigger, la visualizzazione alternata delle basi dei tempi principale e ritardata e sofisticate possibilità di trigger - compresi il trigger automatico picco-picco, composto ed indipendente per le basi dei tempi principale e ritardata. La sensibilità d'ingresso è variabile da 2 mV a 10 V per divisione.

PHILIPS S.p.A.
Via Elvezia, 2
20052 Monza (MI)
Tel. (039) 36.35.1

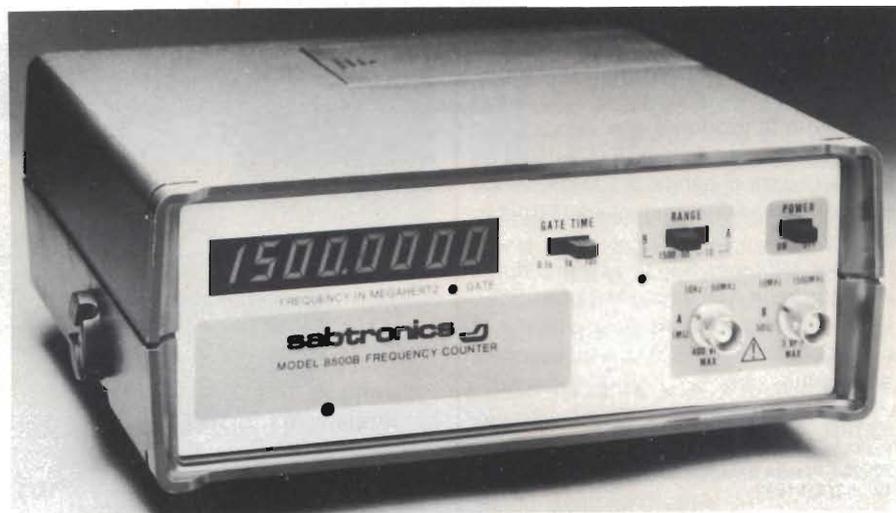
Rif. 3

STRUMENTAZIONE

Quattro versioni di registratori oscillografici a media frequenza

La Honeywell, Divisione Industriale, ha annunciato in tutto il mondo un considerevole ampliamento della propria gamma di registratori oscillografici.
La nuova serie 1000, basata sul principio della registrazione termica, comprende modelli a 2, 4, 6 e 8 penne in versione rack o portatili. La carta termosensibile utilizzata produce una traccia nera su una griglia rossa perfettamente contrastata e riproducibile.
Motori passo-passo controllati elettronicamente consentono una gamma di 21 velocità di avanzamento carta, da 1 mm/ora a 100 mm/secondo, selezionabili sul fronte o a distanza.
È prevista una vasta gamma di sensibilità d'ingresso, da 25 mV a 250 V di fondo scala e la possibilità di prevedere un marca evento per canale. Tali registratori trovano applicazione sia su processo che in laboratorio, in particolare nei settori automobilistico, aeronautico, elettrico e farmaceutico. Assistenza tecnica e ricambi sono disponibili presso ogni filiale Honeywell.

HONEYWELL S.p.A.
Via Vittor Pisani, 13
20124 Milano
Tel. 67731

Rif. 4

Nuovo frequenzimetro portatile a 9 cifre

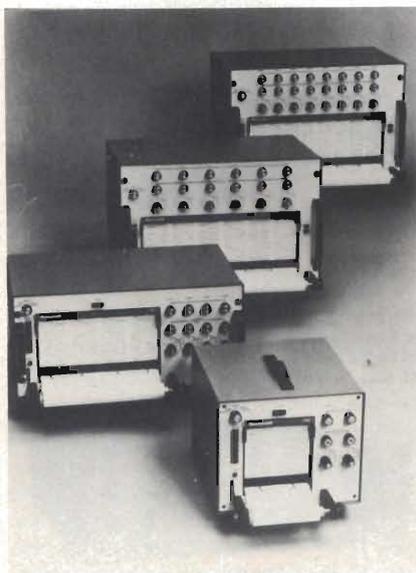
La SABTRONICS INSTRUMENTS AG, ha annunciato la disponibilità del frequenzimetro portatile Modello 8500B che opera da 5 Hz a 1,5 GHz. La sensibilità di questo strumento è eccellente e va dai 20 mV RMS ad 1 GHz ai 75 mV RMS a 1,45 GHz. Nonostante il prezzo sia molto competitivo, sono disponibili le seguenti caratteristiche professionali: 3 tempi di campionatura, 9 cifre con LED a 7 segmenti, punto decimale automatico, soppressione degli zeri non significativi; funziona sia da rete grazie all'alimentatore 110/220 V c.a. entrocontenuto, sia da pile ricaricabili al Nichel Cadmio.

ELCOM
Corso Italia, 149
34170 Gorizia
Tel. 0481/30909

Rif. 5

Nuovo "Power Manager" programmabile da 0-325V/0-0.8 A

È stato presentato un nuovo elemento della popolare serie ATE della Kepco di alimentatori lineari "Power Manager", che offre un controllo estremamente ampio tanto su tensione quanto su corrente. Kepco è rappresentata in Italia dalla SISTREL S.p.A. che cura anche l'assistenza tecnica.

Come tutti i Power Manager Kepco, il nuovo modello ATE 325-0.8M offre un controllo esterno completo sia su tensione, sia su corrente, con crossover automatico. È programmabile tramite la sua completa scala di tensione e corrente sia localmente attraverso reostati su pannello frontale, sia da remoto attraverso un amplificatore a guadagno fisso in scala da un ingresso di 10 V alla tensione considerata. È possibile un input digitale via bus IEEE-488 con un programmatore di interfaccia digitale.
La serie ATE di Power Manager offre all'utente la possibilità di selezionare l'operazione in modo "slow" o "fast". Il modo "slow" implementa un'ampia uscita e capacitori feedback per la riduzione del rumore d'uscita necessaria per la stabilizzazione di tensione; il modo "fast" elimina questi capacitori, dando all'elemento la possibilità di seguire rapidamente cam-

STRUMENTAZIONE

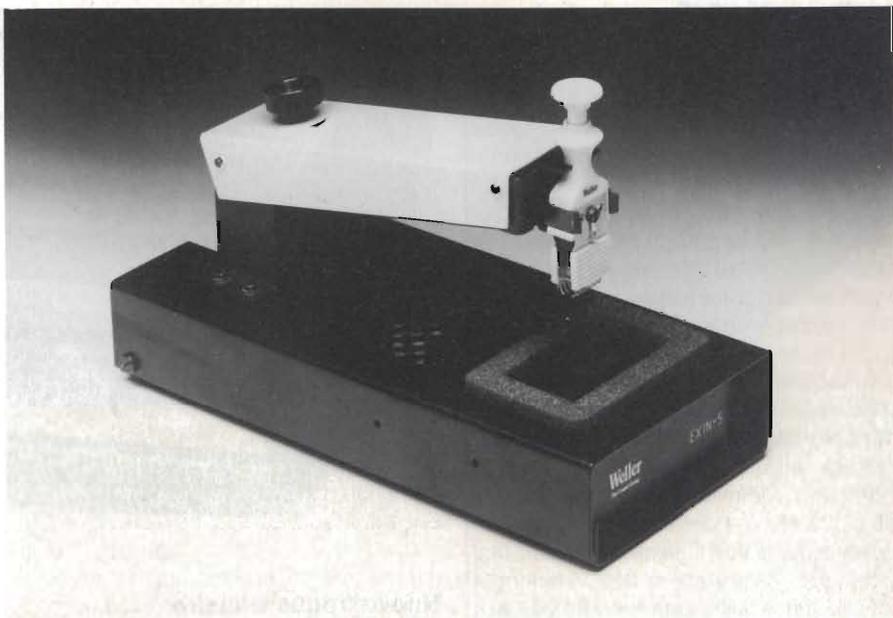
biamenti di tensione, per distribuire una corrente costante.
Il modo "fast" è anche utile quando si desidera seguire una programmazione di corrente o tensione ad alta velocità. Nel modo "fast" il modello ATE 325-0.8M ha una larghezza di banda di 1 kHz e tempo di programmazione costante di 150 micro secondi.
I Power Manager Kepco comprendono, oltre alla serie ATE, la serie bipolare BOP, la serie ad alta tensione APH e BHK e la serie OPS IXB e OPS X ad alta velocità e ad alta tensione.

SISTREL
VIa Pelizza da Volpredo, 59
20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel. 02/6181893
Rif. 6

Frequenzimetro portatile sino a 2.2 GHz

La Sabtronics Instruments AG di Meggen, Svizzera, i cui prodotti vengono distribuiti in Italia dalla Elcom di Gorizia, ha annunciato l'introduzione del Modello 22, un frequenzimetro portatile con alimentazione a pile ed a rete con un campo di misura da 10 Hz a 2.2 GHz. Lo strumento

ha un display con LED da 12 mm a 7 segmenti, 3 portate con punto decimale automatico e 3 cadenze di campionatura. La sensibilità è di 100 mV RMS e c'è pure la possibilità di fissare la lettura sul display. Lo strumento ha pure incluso un circuito per la ricarica di batterie al Nichel Cadmio. Le opzioni prevedono TCXO, una sonda passa basso, antenna per RF.

ELCOM
Corso Italia, 149
34170 Gorizia
Tel. 0481/30909
Rif. 7

Attrezzatura dissaldante-saldante di I.C. per rifusione

La WELLER (rappresentata in Italia dalla Cooper Group) ha recentemente introdotto sul mercato italiano un'apparecchiatura dissaldante-saldante di circuiti integrati che risolve un problema molto importante nelle produzioni elettroniche e nelle riparazioni di circuiti stampati.
Il dispositivo consente di dissaldare circuiti integrati agendo simultaneamente su tutti i piedini, differentemente dalla tecnica tradizionale che richiede la dissaldatura pin-to-pin, la pulizia dei fori, il successivo inserimento e la risaldatura finale.

COOPER GROUP ITALIA S.P.A.
Via Lazio, 65
20094 Buccinasco (MI)
Tel. 4403651
Rif. 8

Caratteristigrafo accessorio mod. 8022

Il caratteristigrafo accessorio LAEL mod. 8022 è uno strumento che in unione ad un oscilloscopio fornisce la visualizzazione delle curve tensione-corrente di una vasta classe di elementi elettrici attivi e passivi a due e a tre terminali. Sebbene l'uso più corrente sia l'osservazione delle caratteristiche di collettore dei transistori, l'impiego del caratteristigrafo mod. 8022 si estende a moltissimi altri dispositivi di cui si dà qui a titolo d'esempio un elenco parziale.
— Transistori a effetto di campo (FET) sia a giunzione sia MOS.
— Raddrizzatori controllati (SCR).
— Triac's.
— Tubi a vuoto.
— Diodi e diodi zener.
— Bipoli non lineari (varistori, VDR, lampade).
— Bipoli dipendenti dalla temperatura o da altre grandezze fisiche (termistori, sensori di temperatura a semiconduttore, fotoresistori, elementi piezoresistivi...).
— Reti anomale complesse quali elementi di calcolo analogico.
— Elementi reattivi lineari e non lineari.

LABORATORI ELETTRONICI S.R.L.
Via Pantelleria, 4
20156 Milano
Tel. (02) 391267/8
Rif. 9

STRUMENTAZIONE

Evoluzione di un sistema di misura già ben sperimentato: il nuovo MEX-3 della Eur-Control

L'ultimo nato della serie MEX dei Trasmettitori di Solidi Sospesi e di Torbidità, il nuovo MEX-3 è il risultato dell'esperienza acquisita con oltre 4.000 strumenti installati in tutto il mondo nelle industrie più diverse.

Il ben sperimentato principio di misura a 4 raggi di luce pulsante, il concetto di una misura "in linea", e l'esecuzione completamente allo stato solido sono stati mantenuti nel MEX-3, ma migliorati usando le ultime tecnologie ottiche ed elettroniche.

I vantaggi del MEX-3:

- Facile e semplice da installare
- Misura diretta in tubazioni o vasche
- Completamente allo stato solido, e senza parti in movimento

- Solo due tipi di sonde per un vasto campo di misura, da 0 a 20 FTU fino al 10% di solidi sospesi
- Compensazione integrale della luce ambientale, anche quando la concentrazione da misurare è molto bassa

Il nuovo MEX-3 è dotato di autodiagnosi e caratteristiche analitiche: segnale della sonda, esaurimento del segnale a causa di elevata contaminazione della sonda di misura, allarmi di alta e bassa, tempo di risposta: tutti i segnali sono disponibili su un indicatore digitale, con il semplice comando di un commutatore.

Il trasmettitore di Solidi Sospesi e di Torbidità può essere collegato a qualsiasi rete di alimentazione elettrica.

EUR-CONTROL ITALIA srl
P.le Segrino, 6/A
20159 Milano
Tel. (02) 607.3608

Rif. 10

Generatori sintetizzati di segnali ideali per applicazioni in sistemi

Due nuovi generatori di segnali sintetizzatti, l'HP 8642A (100 kHz-1057,5 MHz) e l'HP 8642B (100 kHz-2,115 GHz) sono stati introdotti dalla Hewlett-Packard; la loro caratteristica di rumore estremamente basso, l'alta precisione, l'ampia gamma di potenza d'uscita e le loro estese possibilità di modulazione, li rendono ideali per le più rigorose misure sui ricevitori, ed inoltre, grazie alla completa programmabilità HP-IB ed alla eccezionale affidabilità, sono particolarmente adatti per l'inserimento in sistemi automatici di test.

Riduzione degli errori di misura

Gli HP 8642A/B consentono di ridurre il margine di errore nelle misure rigorose fuori canale di ricevitori RF, come la selettività fra canali adiacenti e la reiezione di segnali spuri. Entrambi gli strumenti presentano un rumore di fase in banda singola laterale minore di -139 dB relativamente alla portante (dBc) a 20 kHz da un portante di 1 GHz, e mantengono i livelli dei segnali spuri al di sotto dei -100 dBc. Queste caratteristiche sono ottenute grazie all'impiego di oscillatori SAW con elevatissimi fattori di merito (Q).

Questi generatori permettono di fissare l'attenuatore d'uscita ad ogni livello e variarne il valore in una banda certamente libera da transistori di 20 dB. Entrambi gli HP 8642A e B sono in grado di fornire una potenza d'uscita da + 20 a − 140 dBm in passi da 0,1 dB con una precisione totale di ± 1 dB fino a − 127 dBm. Le loro basse distorsione d'intermodulazione e perdite RF consentono di eseguire con la massima affidabilità misure su ricevitori sia ad alti che a bassissimi livelli di potenza.

Nessun compromesso fra basso rumore e capacità di modulazione

Gli HP 8642A e B presentano modulazioni AM, FM, di fase e ad impulsi su tutte le bande di frequenza, con originale doppia sezione di uscita per migliorare le caratteristiche di modulazione alle più basse frequenze portanti.

Entrambi i generatori, come il modello precedente HP 8640B, utilizzano una catena di divisori in uscita per ottenere la copertura a bassa frequenza con la migliore purezza spettrale. A differenza dell'HP 8640B, i nuovi modelli hanno una sezione d'uscita in eterodina per modulare con larghe deviazioni in FM ed in fase sotto i 132,5 MHz.

Gli HP 8642A e B offrono una separazione stereo in FM di 50 dB ed una distorsione in FM dello 0,03%, caratteristiche adatte anche alle esigenze del mercato radiofonico commerciale.

Per semplificare la misura della piattezza in banda audio durante il collaudo di radio mobili FM, gli strumenti hanno una preenfasi incorporata di 750 microsecondi. La modulazione simultanea permette agli utenti di modulare con due sorgenti separate; il modulatore incorporato è programmabile sia in frequenza che in livello, e la sua uscita è disponibile anche sul pannello frontale. La dc-FM con basso offset di portante può far passare segnali modulanti assimetrici, come ad esempio i codici di squelch digitale.

Facilità di utilizzo e programmazione
Le avanzate possibilità di controllo remoto, permettono di ottimizzare i tempo nell'economia globale dei sistemi nei quali gli HP 8642A/B sono inseriti; per esempio, il generatore come parlatore sull'HP-IB, può avvertire immediatamente il controllore quando viene rilevato un guasto hardware o firmware, dichiarandone contemporaneamente il tipo.
La funzione di HELP permette di visualizzare per mezzo del display a cristalli liquidi, i codici e le descrizioni operative associate alle funzioni speciali. L'utente è così in grado di scorrere facilmente queste descrizioni mediante una manopola oppure usando i tasti UP/DOWN.

HEWLETT-PACKARD ITALIANA SPA
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco sul Naviglio (MI)
Tel. 02/903691 Rif. 11

Collaudo di semiconduttori fino a 48 punti di misura con sensibilità di 1 pA 1 μV

La nuova matrice di commutazione della Hewlett-Packard HP 4085M è un sottosistema dedicato, creato per l'uso con l'analizzatore di parametri dei semiconduttori HP 4145A.
Progettata per minimizzare il rumore e le correnti di perdita, questa nuova matrice di commutazione permette di eseguire misure con le elevate sensibilità di 1 picoampere ed 1 millivolt su ognuno dei 48 punti possibili del DUT (dispositivo sotto prova), sia su wafer che già assemblato.
La necessità di queste misure ad alta sensibilità rappresentava un punto critico nell'industria dei semiconduttori, specialmente nel settore VLSI ad alta densità.

Componenti del sottosistema
Questo nuovo sottosistema di commutazione comprende il controllore della matrice di commutazione e la matrice stessa. Il controllore è un modulo per il controllo a distanza che contiene la circuiteria di alimentazione e la logica di controllo.
La matrice di commutazione presenta otto ingressi di misura allo strumento, ognuno dei quali può essere commutato su qualunque dei 48 punti di uscita; montata su di un wafer prober, consente la migliore schermatura contro le interferenze RF, oltre alla riduzione della lunghezza delle connessioni ai probes.

Software ed adattatori
Il software incluso mette a disposizione dei comandi ad alto livello per effettuare le interconnessioni e relative misure facilmente ed in modo completamente automatico, richiamando e visualizzando su di un controllore, tipo l'HP 9000 modello 216S (HP 9816S), le varie commutazioni ed i risultati delle misure effettuate.
Con l'HP 4085M sono forniti alcuni adattatori:

1) l'HP 16078A necessario per l'utilizzo con l'analizzatore di parametri dei semiconduttori HP 4145A;

2) l'HP 16066A per la contattazione dei componenti passivi o dispositivi in package;

3) l'HP 16075A necessario per la diagnostica del sottosistema.

HEWLETT-PACKARD ITALIANA SPA
Via G. Di Vittorio, 9
Cernusco sul Naviglio (MI)
Tel. 02/903691 Rif. 12

Autocollimatore per misure di movimenti angolari

L'autocollimatore 2400/10XY della ZIMMER OHG, (rappresentata in Italia dalla Senamion) permette la misura senza alcun contatto di movimenti angolari su due assi, trasducendo il movimento angolare di un'apposito riflettore in due tensioni proporzionali agli spostamenti.

STRUMENTAZIONE

L'apparato, nato per lo studio in pista e in laboratorio dei movimenti delle ruote degli autoveicoli, è estremamente compatto e robusto ed è quindi adatto ad impieghi particolarmente gravosi.
Il campo di misura e di ± 5'' sui due assi, con risoluzioni del centesimo di grado e data rate di 400 misure al secondo. L'autocollimatore può essere corredato con apposite unità di visualizzazione che permettono di gestire fino a 4 teste di misura.

SENAMION S.p.A.
Via V. Bottego, 2/5
16149 Genova
Tel. (010) 413772-413053 Rif. 13

Cancellatori di Eprom

La divisione apparecchiature della ALFA SELECTRA ha recentemente acquisito la distribuzione in esclusiva per l'Italia dei prodotti Spectronics.
La Spectronics Corporation è il principale costruttore mondiale di cancellatori di EPROM a raggi UV. La linea di prodotto comprende dispositivi di diversa capacità in grado di cancellare da 9 a 336 EPROM contemporaneamente.
La qualità, l'affidabilità, la rapidità di cancellazione ed il prezzo di sicuro interesse sono le prinicipali caratteristiche di questi prodotti, consentendo di soddisfare le esigenze delle più svariate utenze, dal laboratorio al service, all'hobbista, fino agli utilizzatori di grossi quantitativi di EPROM.
Tutti i cancellatori di EPROM Spectronics sono di costruzione solida e gradevole, in acciaio inossidabile e alluminio anodizzato.
Dispongono di un bloccaggio di sicurezza per proteggere l'operatore dall'esposizione accidentale all'azione dei raggi UV. Spectronics fornisce anche strumenti portatili in grado di misurare l'intensità dei raggi UV o di determinare il tempo necessario alla cancelazione di un dato modello di EPROM in funzione del tipo di emettitore di raggi UV di cui si dispone.
I prodotti Spectronics vanno ad aggiungersi alla vasta gamma di connettori ed accessori di connessione che ALFA SELECTRA, produttore italiano, fornisce da anni in tutti i settori dell'elettronica.

ALFA SELECTRA S.p.A.
Via G. Pascoli, 6
20090 Novegro di Segrate (MI)
Tel. (02) 7561004/7561007 Rif. 14

Nuovi videoregistratori Betamax SL-F30 EC e SL-F60 EC

Due nuovi videoregistratori Betamax sono stati introdotti dalla Sony sul mercato italiano. L'annuncio di questi prodotti, caratterizzati da prestazioni di avanguardia e da un rapporto costo/prestazioni particolarmente favorevole, è la conferma di un preciso disegno strategico che vede la società giapponese costantemente impegnata nel mercato della videoregistrazione amatoriale come momento essenziale dell'enterteinment familiare.
Entrambi i modelli, che rappresentano una significativa evoluzione tecnologica dei precendenti SL-C33 EC e SL-C40 ES, hanno dimensioni particolarmente ridotte (solo 8 cm. di spessore) e sono caratterizzati da un design classico, raffinato e adatto ad ogni tipo di ambiente.
I due nuovi videoregistratori sono a caricamento frontale, possono essere sintonizzati su 30 canali (12 memorizzabili preventivamente) e sono provvisti di un timer che consente di registrare 4 avvenimenti ogni 3 settimane (2 avvenimenti per settimana nel SL-F30), con possibilità di regolazione per un giorno qualsiasi o per tutti i giorni della settimana.

SONY ITALIA S.p.A.
Via F.lli Gracchi, 30
20092 Cinisello Balsamo
Tel. (02) 61.21.551 Rif. 15

Famiglia di display raster da 19" per OEM

La Tektronix presenta tre nuovi monitor per i clienti OEM: il GMA 201 monocromatico ed i GMA 302 e GMA 303 a colori. Con questi modelli la famiglia di display raster GMA risulta notevolmente amplia-

STRUMENTAZIONE

ta per cui è ora possibile trovare l'unità con la risoluzione più adatta alle varie applicazioni.
Il display monocromatico GMA 201 è stato realizzato secondo rigide specifiche e presenta un'immagine dalla qualità estremamente elevata, con un basso consumo di energia. Il GMA 201 ha una risoluzione indirizzabile di 2048 x 1536 pixel, che consente di ottenere un'alta definizione, ed un sistema di scansione a 60 Hz non interallacciato che elimina lo sfarfallio dell'immagine. Un amplificatore a larga banda da 200 MHz offre la massima fedeltà dell'immagine, mentre un sistema di focalizzazione automatico, controllato digitalmente, assicura linee nette e ben focalizzate anche negli angoli.
Il GMA 201 utilizza un CRT sviluppato dalla Tektronix e, grazie al ridotto consumo di energia, può operare senza particolari accorgimenti per il raffreddamento. L'alta risoluzione rende questo monitor particolarmente adatto per progetti di architettura, per applicazioni di editoria e, in generale, in tutti i casi in cui si richiede un'elevata qualità delle linee ed è necessario utilizzare immagini a scala di grigi.
Il display a colori GMA 302 è un monitor da 19" con 1024 x 768 pixel indirizzabili. Come gli altri due monitor, il GMA 302 utilizza un sistema non interallacciato a 60 Hz per eliminare lo sfarfallio. La convergenza dinamica permette di contenere le variazioni della stessa entro 0,3 mm su tutta l'area dello schermo, si ottiene così un ottimo allineamento a colori brillanti. La risoluzione e lo schermo da 19" rendono questo monitor l'ideale per costruttori di sistemi CAD/CAM.
Il monitor GMA 303 è uno dei modelli della gamma dalle prestazioni più elevate, la sua indirizzabilità di 1280 x 1024 punti lo rende adatto a quelle applicazioni di CAD/CAM che richiedono grafica ad elevate prestazioni. Come il GMA 302, anche questo monitor è dotato di un CRT con cannone precision in-line e della convergenza dinamica.
La famiglia di display raster GMA comprende altri due monitor a colori da 19". Il GMA 301 è un monitor a media risoluzione con una matrice indirizzabile di 640 x 480 pixel con CRT precision in-line e correzione dinamica della convergenza. Il GMA 304 permette il tracciamento di linee molto ben definite grazie, sia alla risoluzione di 1280 x 1024 punti, che ad un sistema brevettato di autoconvergenza che effettua automaticamente l'operazione di riallineamento con la semplice pressione di un pulsante.
Sebbene i monitor della serie GMA offrano diversi livelli di risoluzione, sono tutti dotati di una speciale circuitazione analogica in grado di eliminare i problemi comuni ai display raster. Inoltre, per migliorare l'immagine, i display sono dotati di un filtro che aumenta il contrasto e riduce i riflessi sullo schermo. La serie è concepita per poter venire facilmente inserita nei sistemi OEM.
I display, alloggiati in una chassis metallico, hanno tutti la stessa configurazione meccanica (con l'eccezione del GMA 304); questo permette di poter scegliere tra un'ampia gamma di modelli con il vantaggio di dover eseguire minime variazioni meccaniche al sistema, qualora si dovesse cambiare tipo di monitor.
Comunque, è possibile richiedere l'involucro esterno, i controlli frontali ed i dispositivi per l'alimentazione nei casi in cui sia necessario avere un'apparecchiatura completamente richiusa. Quando vengono forniti con il contenitore, questi monitor soddisfano agli standard EMI della FCC e della VDE, oltre a tutte le maggiori norme di sicurezza con certificazione UL, CSA e IEC.

TEKTRONIX S.p.A.
Via Lampedusa, 13
20141 Milano
Tel. 8466946-8466446

Rif. 16

Interfaccia seriale semplifica l'accesso al controllo degli analizzatori logici PM 3551A

Utilizzando un'opzione di interfacciamento seriale RS 232 (V24) della Philips, Divisione Test & Measuring Instruments, è ora possibile esercitare un controllo esterno completo sugli analizzatori logici PM 3551A. L'interfaccia PM 8851/20 è disponibile come modulo a scheda singola, inseribile nell'alloggiamento di estensione dell'analizzatore.
L'aggiunta di questa nuova interfaccia permette di disporre ora delle opzioni

d'interfacciamento IEEE 488 (IEC 625) parallelo e RS232 (V24) seriale per la famiglia di analizzatori logici PM 3551A. Entrambe le schede d'interfaccia possono supportare fino a quattro moduli disassemblatori ed un'opzione di memoria non volatile, che permette di registrare fino a quattro programmazioni dello strumento.

PHILIPS S.p.A.
Divisioni Professionali
Viale Elvezia, 2
20052 Monza (MI)
Tel. (039) 36.35.1

Rif. 17

Trasmettitori di temperatura a due fili

I trasmettitori di temperatura a 2 fili tipo CS-I-3680-3780/EEx-d forniscono una uscita 4-20 m A lineare e proporzionale alla variazione del segnale di temperatura applicato in ingresso.
L'uscita in corrente nel modello CS-I-3780/EEx-d, per ingresso da Pt 100, 3 fili, è lineare rispetto alla temperatura; mentre quella in uscita al modello CS-I-3680/EExd, per ingresso da T/C, lo è rispetto al segnale in mV. Tuttavia si può fornire una uscita lineare, su richiesta, anche per gli ingressi da T/C con il modello CS-I-3680/LIN/EEx-d.
Tutti i modelli possono essere forniti, su richiesta, con strumento di uscita con scala graduata contemporaneamente 0,100% e 4,20 mA. L'ingresso è isolato dall'uscita e ciò permette di poter mettere a terra il sensore, dove necessario, senza disturbare il segnale in uscita.

La variazione dello zero e dello Span è accessibile a mezzo potenziometro dall'esterno. I trasmettitori possono essere alimentati da 14 a 40 Vcc nel circuito a 2 fili d'uscita e di carico. L'indicazione di Burnout è di Fondo Scala per gli ingressi da TR, mentre per gli ingressi da TC può essere programmata di inizio o di Fondo Scala. La compensazione del giunto freddo è incorporata, e realizzata con una termoresistenza posta all'interno nei terminali d'ingresso.
Lo strumento può essere montato in ogni posizione usando 4 fori 0 6.5 sulla base, oppure 4 fori filettati M5 sulla parete verticale.

ELCON INSTRUMENTS
20041 Agrate Brianza (MI)
Tel. (039) 652951/2/3/4

Rif. 18

Analizzatore di bassa frequenza programmabile

L'analizzatore automatico di misura SZ 340 della SCHMID TELECOMUNICATION (rappresentata in Italia dalla MPG Instruments) è adottato per misure di SISTEMI a Bassa Frequenza sia mono che stereo e telefonia.
Lo strumento è formato da un unità trasmittente (2 canali), una unità ricevente (2 canali) i quali controllati da CPU e serviti da periferiche permette la verifica di quadropoli a bassa frequenza fino a 40 kHz.
I parametri verificabili sono:

- Funzione di trasferimento, con lettura di tutti i parametri: frequenza, ampiezza, attenuazione, phase, distorsione armonica totale e VS frequenza, rumore, valore di picco, R.M.S., pesate CCITT P.53, CCIR 468-2, distorsione su sistemi PCM. Limiti (inferiore e superiore) di tutti i parametri sopra elencati sono programmabili nella sezione ricevitore. In questo caso lo SZ 340 diventa un monitor di guardia, in quanto invia ad una stampante i dati che superano i limiti impostati.

- Un orologio interno permette misure sequenziali o al momento stabilito dall'operatore.

- I display indica tutti i risultati delle misure, i quali possono essere visualizzati anche in forma grafica. Il tutto asservito IEEE-488.

MPG INSTRUMENTS
Via Valcava, 15
20052 Monza (MI)
Tel. (039) 734404

Rif. 19

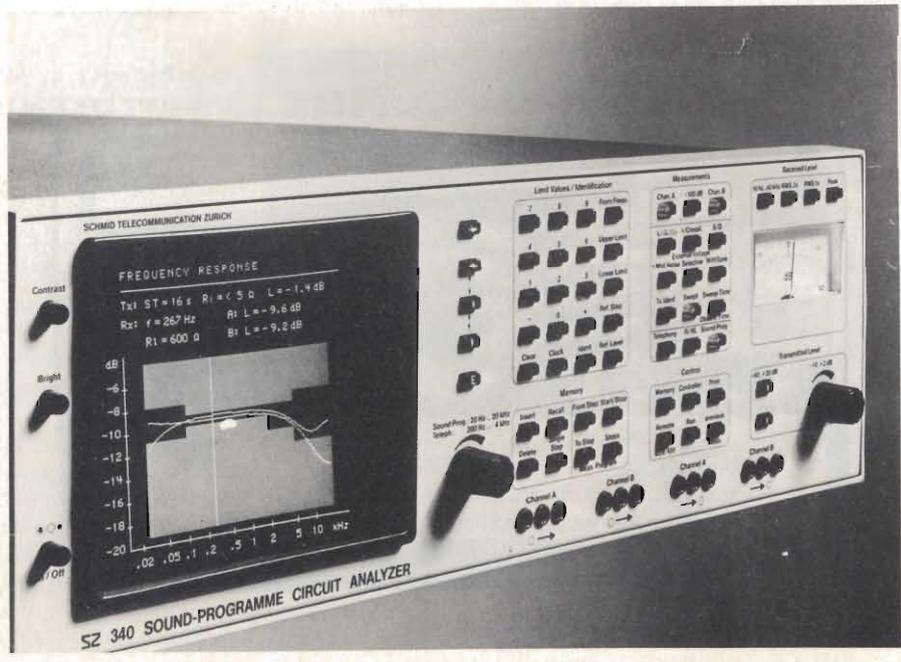
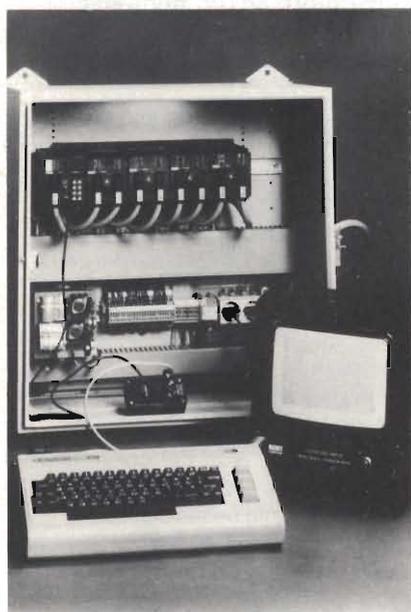
Convertitore cc/cc permette di alimentare gli oscilloscopi con batterie standard da 12V

La Philips, divisione Test and Measuring Instruments, ha introdotto un convertitore di potenza cc/cc da 12V a 24V che può essere utilizzato con molti dei suoi diffusi oscilloscopi portatili compatti.
Il PM 8905 è stato progettato per consentire di alimentare con batterie automobilistiche standard da 12V tutti gli oscilloscopi della serie PM 3212/15/17 da 25 a 50 MHz, i PM 3254/56 da 75 MHz, il PM 3267 da 100 MHz e l'oscilloscopio con memoria digitale PM 3305.
L'ingresso a 12 Vcc del convertitore è completamente isolato dall'uscita ed è protetto mediante un fusibile da 6A/250V contro i corto circuiti, i sovraccarichi o l'errata polarità delle tensioni.
L'unità può essere utilizzata separatamente o fissata all'oscilloscopio per mezzo di un nastro autoadesivo Velcro, pesando solo 0,54 kg. Il convertitore risponde a tutti i collaudi ambientali standard validi per gli strumenti Philips.

PHILIPS S.p.A.
Divisione Professionali
Viale Elvezia, 2
20052 Monza (MI)
Tel.(039) 36.35.1

Rif. 20

PLC programmabile in BASIC

La FESTO ha di recente presentato sul mercato un nuovo PLC denominato FPC 404, che si presenta con diverse caratteristiche innovative. Tra queste la più interessante è quella di aver integrato nel Sistema un interprete BASIC. Con ciò si rende possibile il collegamento dell'FPC 404 con tutta una serie di periferiche, tipo terminali video, Personal Computer, ecc...
Due sono gli utilizzi principali:
Programmazione: viene utilizzato un linguaggio di alto livello, quale è il BASIC, con una diffusione via via crescente, con risparmio di tempo (e di costi) sull'approccio al Sistema FPC 404. Inoltre, non viene utilizzato un apparecchio di programmazione specifico, ma apparecchiature standard come i Personal Computers che trovano, nell'ambito del lavoro, altri impieghi. Quindi ulteriori minori costi

STRUMENTAZIONE

di investimento.
Dialogo uomo-macchina: la programmazione in linguaggio BASIC è particolarmente adatta per le iterazioni uomo-macchina. Se il Sistema FPC 404 viene collegato ad un monitor, è molto semplice programmare messaggi di diagnostica, di istruzioni all'operatore, di modifica di variabili d'impianto, ecc.

FESTO S.r.l.
Via E. Ponti, 18
20143 Milano
Tel.: (02) 4292249

Rif. 21

Test-Set per radiotelefoni

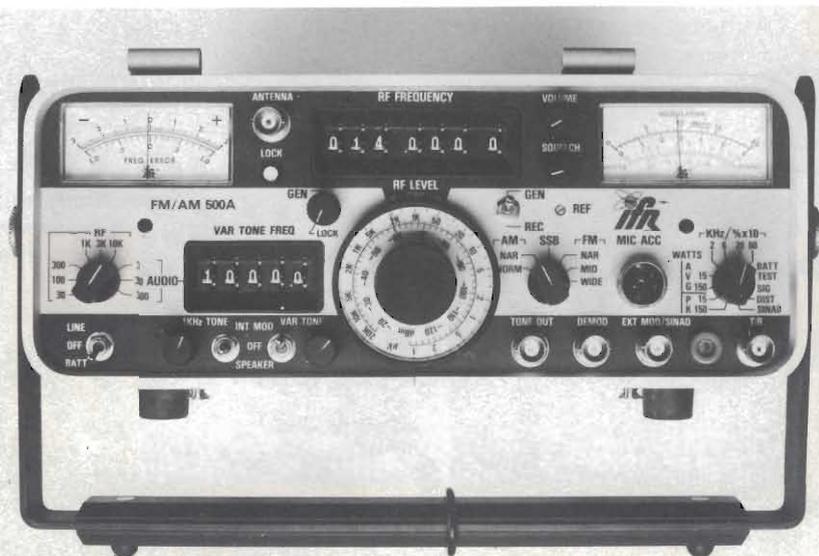
L'FM/AM 1500 è un test-set a tecnologia digitale, sintetizzato, controllato da microprocessore. L'FM/AM 1500 integra le funzioni di 13 strumenti: Generatore, Tracking, Analizzatore di spettro (1 kHz di risoluzione), Generatore con la possibilità di operare in duplice per stazioni DUPLEX o RIPETITORI, Generatore vobulato, Ricevitore monitor con sensibilità di 2 μV per FM-AM-SSB, Deviometro ad aggancio automatico, doppio generatore di BF, Frequenzimetro offset e frequenzimetro di BF, Misuratore di SINAD e di intensità di campo, Wattmetro fino a 150 W, dieci funzioni programmabili.

L'FM/AM 1500 è uno strumento portatile a grande flessibilità: infatti tutte le misure date da indicatori analogici vengono scritte in modo alfanumerico sul visore per poter aumentare la precisione.
La programmazione è estesa alla scansione del ricevitore monitor su più canali memorizzati e richiamabili ed ai toni di BF del generatore (es. ZVEI o CCIR), in tutto 9 programmi già inseriti nello strumento.
Le operazioni: I-EEE-488, batterie ricaricabili entro-contenute ed un amplificatore RF per aumentare di 20 dB il livello di uscita del generatore.

MPG INSTRUMENTS
Via Valcava, 15
20052 Monza (MI)
Tel. (039) 734404

Rif. 22

Nuova versione dell'iRMX 86

L'Intel ha presentato una nuova versione del suo sistema operativo per microcomputer a 16 bit multiprogrammabile e multitask in tempo reale.
I sistemi operativi forniscono le istruzioni fondamentali per consentire il funzionamento del computer. Queste istruzioni, trasparenti all'operatore, consentono al computer di gestire unità come le stampanti, video CRT ed altre periferiche nonché la memoria del computer e l'unità di elaborazione centrale (CPU).
A differenza dei sistemi operativi che reagiscono alle richieste dell'utente con una velocità determinata dall'utente, come quelli utilizzati dalle società per lo sviluppo del software o per applicazioni commerciali, il sistema operativo in tempo reale deve reagire a degli eventi che sono causati da forze esterne, dette forze comprendono quelle trovate nei processi di un impianto petrolchimico.
Le applicazioni in tempo reale sono di solito quelle dove le macchine emettono comandi-robotica, automazione della fabbrica, controllo di processo, commutazione delle comunicazioni-sebbene il software possa essere utilizzato in applicazioni interattive con l'uomo e tecniche tipo la strumentazione di analisi medica. I costruttori OEM usando il sistema operativo iRMX 86 sviluppano le loro applicazioni a livello di componente, scheda e di sistema.
La Release 6 del sistema operativo iRMX 86 estende il campo dei microprocessori supportati dal sistema operativo fino ad includere tutti i più recenti e potenti microchip a 16 bit della Intel: iAPX 188, 186 e 286, come anche i loro predecessori: l'iAPX 88 e 86. La nuova release del sistema operativo gestisce anche i computer a scheda singola della Intel e i sistemi che usano uno qualsiasi di questi microchip.

COMPONENTI

I costruttori OEM acquistano i sistemi operativi iRMX 86

Tom Kinhan, Direttore generale per l'operazione Moduli OEM afferma: "Il sistema operativo iRMX 86 offre a questi costruttori, soluzioni per le loro applicazioni per gli utenti. Per l'OEM questo significa un tempo più breve per il lancio sul mercato dei loro prodotti. Usando questo sistema operativo aperto, piuttosto che svilupparlo in proprio, possono concentrarsi sulle applicazioni specifiche".

Il sistema operativo iRMX 86 è un sistema operativo aperto a larga scala d'integrazione (VLSI). Continua Kinhan: "È aperto verso tre generazioni di microchip VLSI, una varietà di hardware fornito sia dalla Intel che da altri, e potrà far girare una serie di pacchetti di software applicativo forniti da venditori di software indipendenti".

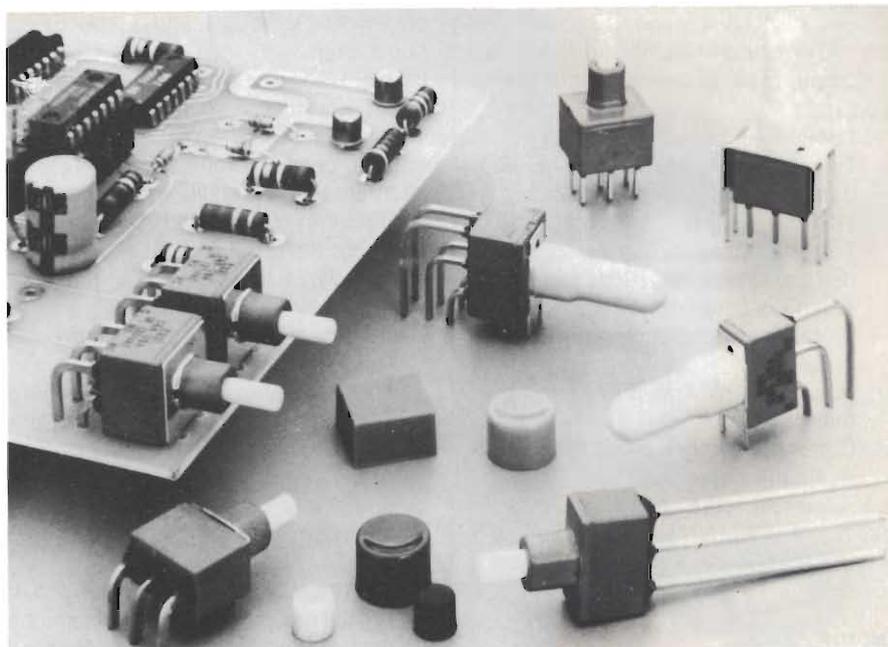
La prima release del sistema operativo iRMX 86 risale al 1981. Da allora, sono state rilasciate oltre 2000 licenze, per il suo uso, ai costruttori OEM di tutto il mondo, molto di più di qualsiasi altro sistema operativo in tempo reale per microprocessori attualmente disponibili.

INTEL CORPORATION ITALIA S.p.A.
Milanofiori Palazzo E
20090 Assago (MI)
Tel. 02/82.44.071

Rif. 23

Nuova serie E010 e E020 di pulsanti momentanei lavabili

La C&K Components Srl annuncia la disponibilità delle due serie di pulsanti momentanei lavabili. La serie E010 ha come caratteristica di spicco la commutazione di potenza in un componente miniaturizzato. La serie E020 contiene il meccanismo a microazione già impiegato su altre serie e le cui caratteristiche di vita sono eccellenti. Tutte e due le serie sono chiuse ermeticamente per sopportare la saldatura ed il necessario procedimento di lavaggio. Questi interruttori possono essere montati sui circuiti stampati con altri componenti senza alcuna precauzione particolare.

La custodia è in nylon caricato vetro (UL 94V-0), i terminali sono sigillati con resina epossidica, e il lato fronte pannello è protetto da un "O-ring" di tenuta (serie E010) o fornito con cappuccio di protezione (serie E020). Sono disponibili fino a 9 differenti tipi di terminali, tra cui terminale a saldare su circuito stampato, terminale lungo da wirewrap e terminale circuito stampato a 90".

Inoltre sono disponibili cappucci opzionali in 4 tipi diversi e nove colori per abbellire il pannello frontale.

Questi pulsanti momentanei ermetici fanno parte di una gamma completa di interruttori a levetta ed interruttori anti-statici a bascula. Applicazioni tipiche: montaggio su circuiti stampati e successivo trattamento di pulitura come un componente ermetico, evitando le delicate operazioni da eseguirsi su componenti normali.

Su richiesta, la C&K mette a disposizione un campione gratuito.

C&K COMPONENTS S.r.l.
Via Frappoli, 21
20133 Milano
Tel. 02/719371-714060

Rif. 24

Circuiti di controllo per modulatori a larghezza d'impulso

Motorola ha introdotto una famiglia di circuiti integrati standard per il controllo di modulatori a larghezza d'impulso (PWM).

La famiglia è "second source" alla serie SG1525A/1527A, in grado di assicurare migliori prestazioni e di ridurre il numero dei componenti esterni, conglobando sul CIP tutti gli elementi funzionali necessari per il controllo dei sistemi di alimentazione a regolazione switching.

La nuova serie PWM della Motorola è caratterizzata da una tensione di riferimento da 5,1V con tolleranza di ± 1,0% da un amplificatore d'errore, da un oscillatore a dente di sega con una banda di frequenza da 100 Hz a 400kHz, e da tutti i controlli logici necessari per "soft start", "shutdown", limitazione di corrente digitale e interruzione per sottotensione.

Le uscite "Totem-Pole" duali consentono di lavorare in push-pull o su uscita singola e forniscono un assorbimento o un'erogazione di corrente pilota fino a 400mA di picco. Questa caratteristica consente in molte applicazioni di pilotare direttamente FETs di potenza, come i transistori TMOS, o trasformatori, escludendo così circuiti di pilotaggio addizionali.

La serie SG1525A e SG1527A differiscono tra loro solo nei livelli logici d'uscita. La serie SG1525A ha una logica NOR, che produce una uscita BASSA per uno stato OFF, mentre la serie SG1527A ha una logica OR che produce un livello d'uscita ALTO nello stato OFF.

COMPONENTI

Questi dispositivi sono disponibili nel campo di temperatura militare, industriale e commerciale; le caratteristiche principali sono:

- Tensione di lavoro da 8 a 35V
- Tensione di riferimento 5,1V ± 1%
- Banda di frequenza dell'oscillatore da 100Hz a 400kHz
- Terminale separato per il sincronismo dell'oscillatore
- Tempo di interruzione regolabile
- Protezione per sottotensione in ingresso
- "Latch" su PWM per prevenire impulsi multipli
- Corrente assorbita o erogata: ± 400mA di picco.

La Motorola offre entrambe le serie SG1525A e SG1527A nelle tre gamme di temperatura e nei contenitori plastici e ceramici a 16 piedini.

MOTOROLA S.p.A.
Divisione Semiconduttori
Viale Milanofiori - Stabile C2
20094 Assago (MI)
Tel. 02/82.42.021

Rif. 25

Chip di memoria con maggiore capacità e prestazioni migliorate

L'Intel ha presentato le prime memorie industriali RAM dinamiche di 256K in tecnologia CHMOS. Dal confronto con le più comuni RAM dinamiche attualmente presenti sul mercato, risulta che questi nuovi chip offrono una capacità di memoria quattro volte maggiore con un assorbimento di potenza inferiore del 90%.

I nuovi chip possono memorizzare 262.144 bits d'informazioni-l'equivalente di 10.000 numeri telefonici o circa 20 pagine di testo. Comprendono circa 600.000 transistor montati su un circuito integrato delle dimensioni di un quarto di francobollo.

Le memorie RAM dinamiche vengono ampiamente usate per la memorizzazione di programmi e dati nei computer. Con questi nuovi prodotti della Intel, i costruttori di computer possono fornire ai loro clienti una capacità di memorizzazione quattro volte superiore sostituendo semplicemente i prodotti attuali con questi nuovi chip.

Inoltre, il fatto che questi nuovi chip usino una potenza notevolmente più bassa consentirà l'espansione delle possibili applicazioni dei computer portatili e della strumentazione portatile, inclusa la possibilità per i microcomputer piccoli di poter far girare dei programmi che fino ad ora erano utilizzabili solo sui computer più potenti.

Da quando la Intel ha presentato la prima RAM dinamica di 1K nel 1970, la loro richiesta è praticamente raddoppiata di anno in anno. Nell'anno in corso si prevede che il mercato mondiale superi i 3,3 miliardi di dollari. Le RAM dinamiche rappresentano la categoria del mercato attuale dei circuiti integrati con le vendite maggiori.

"Questi nuovi prodotti cambieranno la natura del mercato delle RAM dinamiche. La nostra nuova tecnologia ci consente di progettare e costruire RAM dinamiche ad alta densità di montaggio ottimizzate per le diverse esigenze applicative", questo è il parere di Jack C. Carsten Vice Presidente della Divisione componenti della Intel.

La presentazione riguarda tre famiglie di prodotti ottimizzate per applicazioni diverse: alte prestazioni, basso consumo e una loro combinazione.

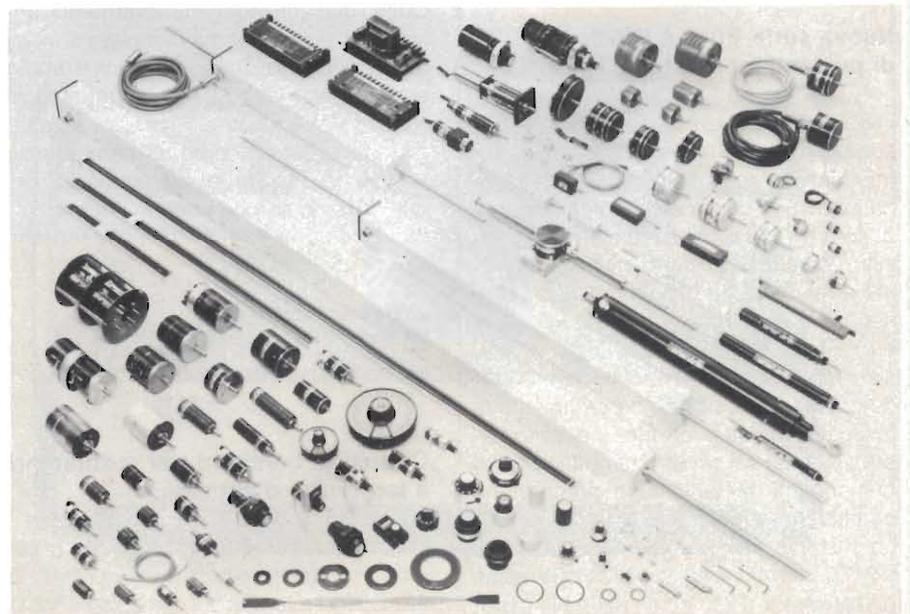
I nuovi componenti di memoria vengono costruiti con il processo CHMOS (Semiconduttore complementare all'ossido di metallo ad alte prestazioni) di proprietà della Intel. Questo processo consente di ottenere prodotti che riuniscono in sé alte prestazioni, basso consumo di corrente e maggiore resistenza agli errori di software. Il processo CHMOS è il risultato dello sforzo di ricerca iniziato quasi 5 anni fa e la presentazione di queste nuove tre RAM dinamiche di 256K di memoria segue di soli tre mesi la presentazione della Intel di nuove RAM dinamiche di 64K in tecnologia CHMOS.

INTEL CORPORATION ITALIA S.p.A.
Milanofiori - Palazzo E
20090 Assago (MI)
Tel. 02/82.44.071

Rif. 26

Potenziometri di precisione Sakae

Il potenziometro è certamente il trasduttore di posizione più caratteristico nelle applicazioni industriali di servomeccanismi e controlli.

Grazie alle sempre più affidate tecnologie costruttive accumulate in 35 anni d'esperienza, la Sakae è in grado oggi di offrire sul mercato un'ampia gamma di potenziometri rotativi e lineari (a filo, plastica

COMPONENTI

conduttica, ibrido e magneto-resistenza) fino a:
- angolo di lavoro 7200° (20 giri continui) oppure 1200mm
- range di temperatura − 55° + 105° C
- resistenza allo shock 50g 11msec.
- resistenza alle vibrazioni 10÷2000Hz 15g
- numero manovre garantite 50.000.000 (infinite per magneto-resistenza)
- linearità ± 0,025%
- basso attrito in movimento 1g.cm (rotativi) 30g (lineari)
- possibilità di funzioni matematiche non lineari seno-conseno X^2 etc..

Oltre alle versioni standard di base, sono possibili adattamenti alle esigenze particolari del Cliente per cui sono praticamente risolvibili tutte le esigenze applicative industriali.

COELIND SNC
Via Brioschi, 54
20141 Milano
Tel. 8466651/8466757

Rif. 27

Per leggere a barre con qualsiasi computer

Il Formula 42 Industrial Bar Decoder è un lettore-decodificatore di codici a barre che può essere facilmente configurato come periferica di una vasta gamma di sistemi di elaborazione dati.
Esso consiste di una scheda a microprocessore che espleta le seguenti funzioni logiche: acquisisce il segnale prodotto dal lettore, decodifica il codice a barre, interfaccia l'host computer.
Progettato per colloquiare con qualsiasi computer che sia dotato di una interfaccia asicrona RS232C, il Formula 42 può essere installato ed avviato con estrema facilità: un esauriente manuale guida l'utente attraverso tutte le possibili fasi d'installazione e d'utilizzo.
Il suo hardware è disponibile in due versioni: scheda logica priva di contenitore e scheda logica inserita in un piccolo contenitore metallico.
La prima versione è usata in tutti i casi in cui risulta possibile inserire la scheda decoder direttamente nel cabinet dell'host o del terminale. La sua alimentazione è in questo caso fornita direttamente dall'host.
La seconda risulta più versatile di quella precedente, potendo essere collegata, tramite caso seriale RS 232C, con host o periferiche situate in luoghi diversi.
Contrariamente a quanto avviene per l'F42 a "scheda", l'alimentazione del sistema a "cabinet" è fornita da un alimentatore-raddrizzatore, compreso nel Kit del Formula 42.
In funzione delle esigenze dell'utente, i collegamenti dell'F42 potranno essere effettuati Stand Alone Mode oppure in Network Mode.
Il modo Stand Alone è normalmente utilizzato quando l'F42 viene installato in un sistema che consiste del solo host-computer. In tal caso si potrà utilizzare sia la versione hardware "a scheda" che quella provvista di contenitore.
Qualora sia invece necessario utilizzare più punti di data-entry e gestirli in modo selettivo sarà necessario interporre tra Host e Formula 42, un sistema di controllo Formula 01. Questo sistema potrà assumere sia la funzione di elaboratore locale che quella di concentratore di dati per l'host.
L'F42 può anche operare come stazione di data entry realizzando, in questo caso, sensibili incrementi di produttività ed interessanti diminuzioni di costi.
Esso trova applicazione in numerosi settori di attività: gestione magazzini, controllo avanzamento produzione, gestione farmacie, gestione biblioteche, gestione laboratori di analisi, lettura documenti, prezzatura.

SYSTEL INTERNATIONAL S.p.A.
Via Dosa, 1
30030 Olmo di Martellago (VE)
Tel. 041/90.71.11

Rif. 28

Nuovi mosfet di potenza, serie TMOS a resistenza interna bassa

Motorola ha annunciato la disponibilità di una nuova linea di MOSFETs di potenza, serie TMOS ad alta corrente, caratterizzata da una bassa RDS (on). Tale resistenza interna raggiunge livelli così bassi (0,009 Ω per l'MTE200N05), da non avere oggi confronti nell'industria.
Gli otto nuovi dispositivi della serie coprono un campo di tensione che va da 50 a 200 V, forniscono una corrente "drain" compresa tra i 120 e 200 A, una corrente di picco di 800 A, e alte frequenze di lavoro.

COMPONENTI

La RDS (on) estremamente bassa minimizza le perdite e migliora l'efficienza. Questi nuovi dispositivi offrono una soluzione semplice per sostituire più transistori di potenza TO3 collegati in parallelo. L'applicazione di questi dispositivi interessa alimentatori di potenza, controllo di motori, invertitori, regolatori per sistemi a celle solari e gruppi di continuità.
I prodotti sono disponibili nei contenitori standard MO-040AA (high current packages), capaci di sopportare potenze di 500 W.

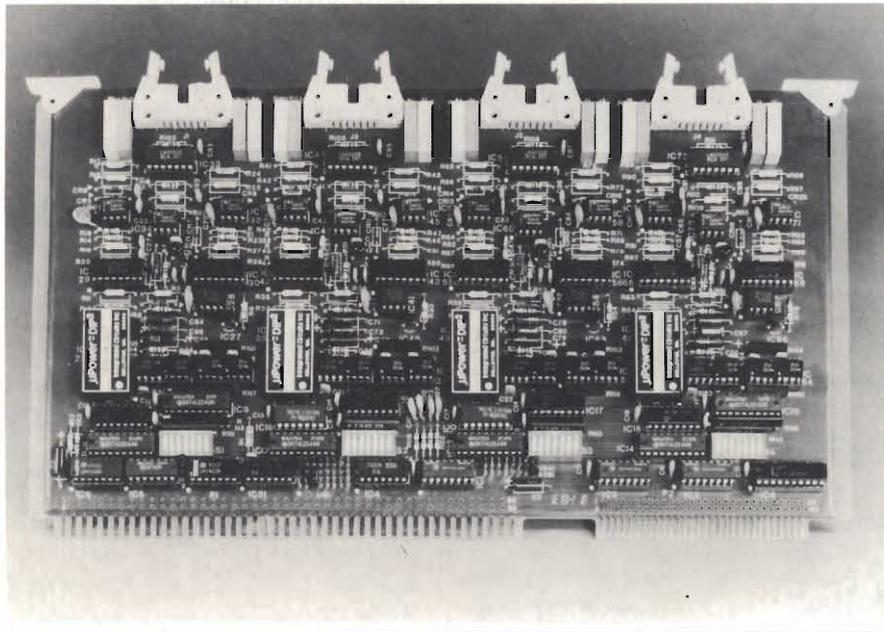
MOTOROLA S.p.A.
Divisione Semiconduttori
Viale Milanofiori-Stabile C2
20094 Assago (MI)
Tel. 02/82.42.021 Rif. 29

Interfaccia compatibile IEEE-488 per alimentatori che "parla e ascolta"

La Kepco, Inc., annuncia un'importante novità nell'accoppiamento di alimentatori controllabili a comandi di computer: un'interfaccia che "parla e ascolta".
Il dispositivo, mostrato per la prima volta a WESCON, si chiama "TLA" (Talker-Listener Adapter).
Comunica con controllori di computer usando il linguaggio ad alto livello CIIL su un bus IEEE-488.
CIIL (Control Interface Intermediate Language) è il linguaggio scelto da molti produttori di ATE e usato, per esempio, nel programma MATE nelle Forze Aeree degli Stati Uniti.
Il nuovo TLA della Kepco riconosce e risponde ai nomi e verbi del linguaggio CIIL usando una CPU 8088 interna per pilotare schede analogiche installabili sul posto, ognuna delle quali può controllare fino a 4 alimentatori indipendenti. Siccome il TLA può ricevere fino a 4 di tali schede plug-in, l'intero sistema può distribuire comandi (e ricevere informazioni) fino a 16 alimentatori programmabili Kepco.
Introdotto inizialmente per venir usato coi modelli unipolari Kepco (serie Kepco ATE) che sono una serie di 40 alimentatori in scala da 50 a 1000 W con modelli da 0-6V a 0-150V, il TLA verrà usato anche con gli alimentatori bipolari (bidirezionali) della società, attraverso l'introduzione di un'appropriata scheda plug-in. I modelli bipolari sono in scala da 50 a 400 W.
Le prime interfacce digitali per il mondo analogico degli alimentatori fino al mondo digitale dei controlli, impiegava schede a resistori, azionate da relé nel modo BCD per controllare alimentatori, il cui meccanismo di controllo base era controllo tramite resistenza. Tali controllori furono introdotti per la prima volta nel 1965. Nel 1970 DAC indirizzati parallelamente venivano usati per controllo tramite tensione. A metà degli anni '70, con l'introduzione del GPIB, Kepco realizzò la propria Serie SN-488, un DAC (digital-to-analog-converter) indirizzabile a GPIB, in grado di controllare fino a 8 alimentatori.
In tutti questi primi progetti, le comunicazioni con l'interfaccia avvenivano tramite una successione ACSII di alfa numerici che rappresentavano parte delle capacità a fondo scala degli alimentatori.
Nel nuovo TLA la comunicazione col linguaggio CIIL sembra inglese per l'uso di nomi come "DCS" (direct current source), forme verbali come "set volt" e domande come "status" che provoca una risposta se, per qualche ragione come "sovratensione" o "crowbarred", l'alimentatore non può eseguire l'ordine.

SISTREL S.p.A.
Vla P. da Volpedo, 59
20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel. 02/6181893 Rif. 30

Flexy disk BASF da 3,5" sul mercato italiano

I FLEXY DISK da 3,5" BASF, sono distribuiti dalla DATA BASE S.p.A. in confezioni da 5 pezzi.
Questi microfloppy utilizzabili su tutti i drive SONY 3,5" e compatibili montati ad esempio su APPLE MACINTOSH e su HEWLETT PACKARD HP 150, sono caratterizzati ad elevata capacità di memoria ed alta densità di traccia, che garantiscono ottime prestazioni grazie ad una spalmatura di ossido di ferro e cobalto, che assicura una superficie liscia e resistente.
Il disco è protetto da una custodia rigida con una chiusura automatica che copre la finestrella per la testina di lettura-scrittura.
Questa custodia difficilmente deformabile rende i minifloppy da 3,5" adattissimi all'uso nell'ufficio moderno dove la protezione dei dati è il più grosso problema.
La superficie di ogni FLEXY DISK da 3,5" BASF è testata per risultare 100% error-free prima di uscire dalla fabbrica.
Attualmente è disponibile solo la versione

COMPONENTI

singola faccia, High density 135 tipi, sectors soft della capacità di 0,5 MB.
La versione doppia faccia con capacità di 1 MB sarà disponibile verso la fine di quest'anno.

DATA BASE S.p.A.
V.le Legioni Romane, 5
20147 Milano
Tel. (02) 40 303

Rif. 31

Interfaccia digitale - analogica per impieghi industriali

La OPTO 22 (rappresentata in Italia dalla Beckman Industrial) ha da poco presentato anche sul mercato italiano il nuovo sistema di interfacce intelligenti di tipo universale chiamato OPTOMUX, particolarmente adatto per controllo di processo e raccolta dati.
Questa nuova famiglia di multiplexer seriali è costituita da un "Hardware" semplice e pratico basato su due tipi di schede: una per segnali logici (on/off) e l'altra per segnali analogici (input e output). Le funzioni intelligenti locali sono gestite da un microprocessore, monochip mascherato, della famiglia 6801, il quale gestisce sia le funzioni verso il calcolatore centrale, tramite una porta seriale RS422 (è disponibile un adattatore per RS232) sia le funzioni degli input e output.
Il set dei comandi oltre alle normali operazioni di I/O prevede diverse funzioni speciali. Per gli I/O digitali si possono effettuare operazioni di conteggio, temporizzazioni, output di tipo pulsato e input di tipo latch. Per gli I/O analogici le funzioni speciali sono: predeterminazione di minimo e massimo degli ingressi, e quindi contemporaneamente alla lettura del valore istantaneo la segnalazione di eventuali scostamenti superiori a quelli impostati, rilevazione del valore medio in un tempo prefissato, di un canale d'ingresso, costruzione di rampe di forma sinusoidale e triangolare per i canali d'uscita.
La precisione degli I/O analogici è di 12 bit. Tutti i moduli di I/O sia logici che analogici, fissati tramite zoccoli sulle schede, sono otticamente isolati a 4000 VRMS e quindi, oltre a garantire una perfetta separazione galvanica tra campo e logica, assicurano anche una buona reiezione ai disturbi.
Per le funzioni logiche sono disponibili moduli per campi fino a 60VDC o 220VAC.
Tutti i moduli d'uscita possono commutare correnti fino a 3A. Per le funzioni analogiche sono disponibili moduli d'ingresso per campi in corrente 4-20mA o tensioni fino a 10VDC, moduli dedicati per: sensori di temperatura, termocopie di tipo K e J e moduli d'uscita per campi in corrente 4-20mA e tensione 0-10VDC.
Queste interfacce seriali di tipo universale possono essere collegate a qualsiasi tipo di computer o CPU e permettono di gestire tramite un doppino telefonico fino ad un massimo di 4096 canali logici o analogici con velocità di trasmissione max di 19200 baud in configurazione "multidrop" o "repeat mode". L'impiego di questo sistema è reso facile dalla disponibilità di software dedicati per i più diffusi tipi di calcolatori.
Questo software, residente su disco, gestisce il colloquio tra periferica e computer qualunque sia il linguaggio impiegato per la programmazione di quest'ultimo.
Alla base dell'impostazione di questo sistema sta l'idea di offrire delle soluzioni standard a costi contenuti completi di software e compatibili con i più diffusi personal computers.
La somma di questi vantaggi, rende praticabile l'applicazione della gestione computerizzata a processi industriali per i quali, sino ad ora, il costo di calcolatori di processo dedicati risultava proibitivo.

BECKMAN INDUSTRIAL S.R.L.
Via Arese, 11
20159 Milano
Tel. 688.89.51

Rif. 32

RZ 2T: il nuovo relé miniatura bistabile della ITT

L'RZ 2T, un relé bistabile polarizzato in miniatura, è il nuovo membro della già conosciuta famiglia dei relé RZ. Basso consumo, alta potenza di contatto ed un

COMPONENTI

minimo di auto-riscaldamento, sono i vantaggi del nuovo sistema di bobina con magnete permanente dell'RZ 2T. L'eccitazione ed il rilascio dei contatti, è realizzata da impulsi di polarità inversa applicati alla bobina.
Le maggiori caratteristiche sono:
- Relé miniatura bistabile con due scambi e un avvolgimento (polarizzato)
- Basso consumo: < 100 mW
- Durata degli impulsi: sono sufficienti solo 10ms
- Funzione continua con magnete permanente
- Contatti biforcuti in AgPd con 10 μm Au placcato
- Minima potenza commutabile: 10 μW - Max. 15W/VA
- Minima tensione commutabile: 10 mV - Max. 125 V~/150V (VDE 0110 Gruppo A_0)
- Minima corrente commutabile: 1 mA - Max. 0.5 mA
- Vita meccanica: > 2 x 10^7 operazioni
- Terminali: a passo di 2.54 mm
- Può essere inserito in uno zoccolo DIL 16 poli
- Completamente stagno, non deve essere aperto dopo il lavaggio.

ISITALIA S.p.A.
V.le Milanofiori, Palazzo A 4
20094 Assago (MI)
Tel. (02) 82.43.641

Rif. 33

Cavi con connettori per EDP

Per collegamenti seriali (RS232/V24), paralleli (Centronix) o di tipo IEEE-488, la Micro Nord/Bz propone una vasta gamma di cavi. Si tratta di cavi piatti, ma prevalentemente di cavi a sezione circolare che permettono di trasmettere i dati a terminali, stampanti o a modems.
Nei connettori i singoli fili sono "crimpati" e possono quindi, - non essendoci dei contatti saldati -, garantire un passaggio elettrico perfettamente perfetto dei segnali.
I cavi utilizzati sono scarsamente capacitivi, flessibili e ciò nonostante meccanicamente resistenti poiché estremamente coperti da uno strato protettivo molto robusto. Cavo e connettori si possono evidentemente richiedere anche schermati.
Inoltre, per evitare lo staccarsi dei connettori, essi sono provvisti di opportuni agganci (o viti) evitando così questo noioso fenomeno.

MICRO NORD
Via Segantini, 18
39100 Bolzano
Tel. 0471/30144

Rif. 34

Alternativa europea per i sistemi termoretraibili nel settore militare

La Hellermann Electric, produttrice inglese leader di articoli termoretraibili, e la consociata tedesca - la Paul Hellermann - hanno ottenuto dal BWB (autorità militari tedesche) il benestare per una nuova gamma di materiali termoretraibili, ideati, in specie, per applicazioni nei cablaggi militari.
Tale gamma di prodotti - dalla Hellermann denominata 'SISTEMA V95' - soddisfa le esigenze tecniche previste dalla disposizione BWB VG95-343 ed offre ai costruttori ed ai governi europei l'opportunità di acquistare per la prima volta articoli di tali caratteristiche creati da una ditta europea. La specifica VG95-343 impone criteri assai rigorosi ed è accettata in ogni paese europeo. Lo staff tecnico della Hellermann ha sviluppato materiali e metodi in grado di soddisfare le relative esigenze tecniche, attuando investimenti nella nuova attrezzatura e negli utensili, al fine di realizzare un sistema di eccezionale modernità.
Durante le fasi di sviluppo e ideazione la Hellermann ha ricevuto varie, regolari visite di rappresentanti delle autorità tedesche preposte ai collaudi (VDE), venute a

verificare i sistemi di produzione e di garanzia della qualità, oltre ad esaminare gli esiti dei tests effettuati sul materiale e sul prodotto stesso.
Il presidente della Hellermann, Walter Bourne, sottolinea che "Questo evento costituisce un importantissimo passo avanti per la ditta".
"Il lancio di questa gamma di prodotti significa che, ora, possiamo offrire al settore militare una alternativa europea, commercializzata dalla nostra rete di distribuzione diffusa in ogni paese d'Europa".
La specifica dei prodotti Hellermann è già stata approvata da varie autorità militari e da costruttori di attrezzature su scala mondiale.
Sia la Hellermann Electric, sia la Paul Hellermann fanno parte del gruppo internazionale "Bowthorpe Holdings Groups".

HELLERMANN AGENTS
Strada De Francese, 137
C P 130 Serrodia
10100 Torino
Tel. Torino 4701856

Rif. 35

Boards analogici I/O compatibili con VMEBus

La Force Computers (rappresentata in Italia dalla SISTREL S.p.A.) presenta SYS 68K/ADDA -1 R/S, i boards I/O interamente compatibili con VMEBus. Entrambi i boards hanno 32 canali di input analogico, selezionabili dall'utente per operazioni differenziali a 16 canali e due canali di output analogico.
Gli output convertitori A/D e gli input D/A hanno una risoluzione di 12 bit. I boards hanno una velocità di conversione di 25 μ sec. e sono selezionabili nell'intero spazio di memoria da 16 Mbyte.
Il mod. SYS 68K/ADDA - 1R è caratterizzato da amplificatore programmabile a resistori che l'utente può predisporre per amplificazioni 1 - 1000.
Il mod. SYS 68K/ADDA - 1S è caratterizzato da amplificatore programmabile da software (1- 1000) e ha una RAM onboard per memorizzare l'amplificazione per ogni canale. L'amplificazione di un Programmable Grain Amplifier e la selezione dei canali vengono controllati dinamicamente.

SISTREL S.p.A.
Via P. da Volpedo, 59
20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel. 02/6181893

Rif. 36

Sensori piroelettrici

Il principio di funzionamento si basa sul fenomeno piroelettrico che consiste nella proprietà che hanno alcune sostanze di produrre delle cariche elettriche in presenza di un rapido transitorio di temperatura.

COMPONENTI

Nel caso dei sensori NIPPON CERAMIC, studiati per applicazioni in antifurti, si ottimizza l'aspetto ottico del fenomeno.
Ovvero si rileva il differenziale dell'emissione infrarossa prodotta da un corpo umano in un dato ambiente.
Ciascun sensore contiene due o più elementi piroelettrici in quanto ciascun elemento dovrà essere influenzato in modo diverso dalla medesima emanazione infrarossa. Per questa ragione il sensore deve essere coadiuvato da un sistema ottico (lente o specchio) che converge otticamente l'ambiente da sorvegliare agli elementi piroelettrici.
Il sensore NIPPON CERAMIC, in caso TO3, possiede un Fet ed una lente filtrante (per prevenire falsi allarmi dovuti a fonti luminose situate dietro al sensore, che non riguardano l'ambiente da sorvegliare). La NIPPON CERAMIC produce sensori di qualità (sia al silicio sia la germanio) ed è in grado di produrre esecuzioni particolari contenenti anche 4 elementi piroelettrici.

Sensori ad ultrasuoni a frèquenza fissa - NIPPON CERAMIC

Sono trasduttori il cui funzionamento si basa sul principio di trasferire l'energia acustica in energia meccanica e poi in energia elettrica o viceversa. I due modi di funzionamento consentono un impiego da trasmettitore ed uno da ricevitore alla frequenza ultrasonica prefissata. Nel caso i trasduttori che lavorano ad una frequenza fissa i fattori di bontà sono costituiti dall'alta sensibilità e dalla precisione della frequenza di lavoro. La gamma di frequenza di lavoro disponibile è compresa tra 20 e 50kHz.
APPLICAZIONE:
— controlli a distanza
— antifurti
— misuratori di livello per liquidi

Sensori per la rottura del vetro (antisabotaggio) - NIPPON CERAMIC

Il principio di funzionamento è uguale a quanto sopraindicato.
La bontà di questi sensori consiste nella precisione della frequenza di lavoro, che è la stessa prodotta dalla rottura del vetro. In questo modo si prevengono falsi allarmi provocati da urti accidentali.
La STATEX, che la Carlo Gavazzi Componenti rappresenta in esclusiva, produce sensori di temperatura miniaturizzati in grado di effettuare misure di temperature da − 40 °C a +/− 125 °C.
Si tratta di un quarzo, ottenuto con il processo fotolitografico, che modifica la sua frequenza base con un coefficiente lineare di 34,5 ppM/°C ovvero 9Hz per °C.

CARLO GAVAZZI
Via G. De Castro, 4
20144 Milano
Tel 433094-432770

Rif. 37

Modulo fotovoltaico trasportabile per elettrificazione rurale e protezione civile

In questi ultimi anni un grosso sforzo di ricerca è stato fatto nel settore della energia solare fotovoltaica nel tentativo di ridurre i costi delle celle solari al silicio.
A questo grosso sforzo non è corrisposto un impiego di pari entità nel settore della impiantistica solare per cui oggi il costo del pannello incide per meno del 30% sul costo totale di impianto.

COMPONENTI

Il MODULO FOTOVOLTAICO TRASPORTABILE AL7 è stato realizzato allo scopo di colmare questa grave lacuna almeno per quanto concerne alcuni specifici settori di applicazione.
Nel caso della elettrificazione rurale ad esempio, i costi di installazione sono sempre altissimi in quanto gli impianti sono dislocati in località disagiate e difficilmente raggiungibili; un guasto, la dimenticanza di un semplice accessorio, i collaudi e molte altre lunghe ed inevitabili procedure di taratura si trasformano sempre in costi elevatissimi e spesso sproporzionati al costo dell'impianto.
Il modulo fotovoltaico trasportabile AL7 viene assemblato e collaudato in fabbrica, quindi tutte le attrezzature più idonee e spedito già montato e pronto per l'uso.
L'impianto completo può essere trasportato con camion o elicottero e diventa pienamente operativo nel momento stesso in cui tocca il terreno.
Il modulo fotovoltaico trasportabile AL7 viene prodotto in varie configurazioni con dimensioni minime di 2 x 3 mt. x 2,5 mt. di altezza con potenza 300 W fino a dimensioni di 2 x 12 mt. x 2,5 di altezza con potenza di 5 KW.

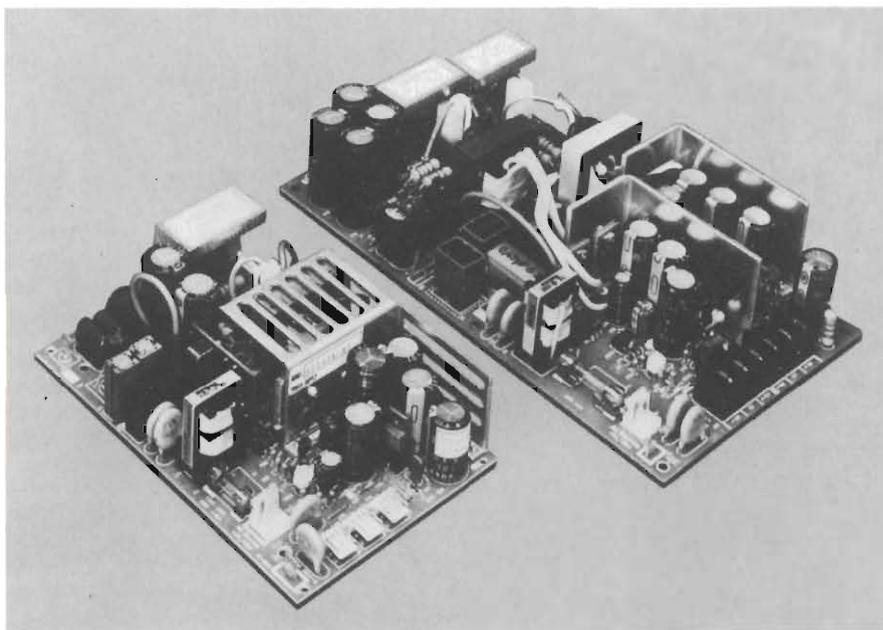
AL7 ALSETTE
Via Don Minzoni, 30
40057 Cadriano di Granarolo E. (BO)
Tel. (051) 76.66.58 - 76.64.18 Rif. 38

Utile interfaccia PC/PLC

La possibilità di programmare o comunque far colloquiare un controllore programmabile con un Personal Computer è una caratteristica certamente interessante.
L'FPC 404 FESTO ha integrato nel Sistema un interprete BASIC che consente, con una certa facilità, questo colloquio.
A livello Hardware sono state sviluppate e realizzate due interfacce:

— interfaccia FPC 404/COMMODORE
— interfaccia FPC 404/RS232C

In questo modo PC molto diffusi e comunque altre periferiche con interfaccia RS232C possono essere collegate col PLC FESTO senza alcun problema.
Risultando evidenti i vantaggi derivanti dall'uso di apparecchiature standard, quali i PC, per operazioni di programmazione e dialogo uomo-PLC-processo industriale.

FESTO s.r.l.
Via E. Ponti, 18
20143 Milano
Tel. (02) 4292.1 Rif. 39

Nuovi alimentatori KEC

La nuova famiglia di alimentatori switching della KEC, rappresentata in Italia dalla Adrep s.r.l., KFD4OE (formato Eurocard), KFD25E e KFD80E, è stata progettata per un impiego continuativo alle massime condizioni di uscita.
Questa famiglia è stata sviluppata per soddisfare le norme di sicurezza UL - CSA - VDE e le normative EMI, FCC, VDE ed è particolarmente studiata per essere impiegata con MODEMS, terminali CRT e qualsiasi applicazione tra i 25 e gli 80 W dove siano richieste dalle 3 alle 4 tensioni di uscita.
Le piccole dimensioni e la forma dei dispositivi permettono il loro adattamento in spazi molto compatti.
Nonostante il loro basso costo vengono costruiti con altissima qualità ed affidabilità e totalmente garantiti per due anni.
Le tensioni di uscita disponibili sono:

+ 5 V 3.5 A ÷ 7 A	− 12 V 0.5 A
− 5 V 0.5 A	− 48 V 0.3 A
+ 12 V 2.5 A ÷ 4 A	+ 24 V 0.5 A

ADREP s.r.l.
Via J. Palma, 1
20146 Milano
Tel. (02) 4044046/7/8 Rif. 40

DENTRO AL COMPONENTE

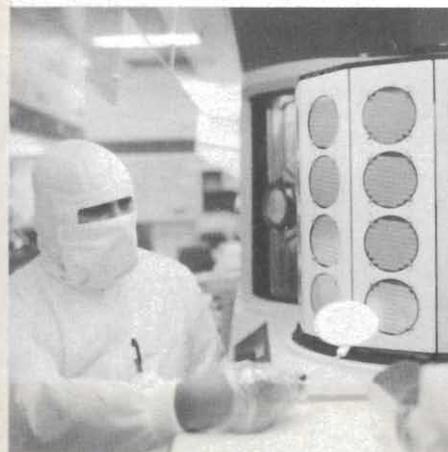
PROSSIMA AL TRAGUARDO LA MEMORIA DA 1 MBIT

Lodovico Cascianini

Attualmente la Siemens sta costruendo a Regensburg una fabbrica che, entro due anni, sarà in grado di realizzare memorie RAM dinamiche (DRAM) aventi la capacità di 1 milione di bit. Questo articolo descrive le caratteristiche veramente eccezionali che essa dovrà avere per riuscire a produrre, con rese accettabili, circuiti VLSI a così elevata densità d'integrazione.

Per i tecnici addetti alla produzione di chip di circuiti integrati a grande densità d'integrazione (VLSI), e cioè microprocessori, microcomputer, memorie a grande capacità, una sala per operazioni chirurgiche è considerato un ambiente non proprio "sporco" ma certamente pieno di polvere all'inverosimile. Questo per il fatto che essi misurano lo "sporco" come numero di particelle di pulviscolo atmosferico contenute in circa 30 litri di aria, tenendo presente inoltre che ciascuna di queste particelle misura non più 0,3 μm (1 μm = 10^{-3} mm). Con questi dati essi ci forniscono l'unità di misura con cui essi valutano la "sterilità" dei loro locali, e di quest'ultima possiamo farci un'idea pensando che la "sterilità" dell'aria di un bosco, misurata subito dopo

Fig. 1 - Il responsabile della costruzione del progetto Mega della Siemens, Klaus Muller, afferma che è sua intenzione rendere l'aria all'interno della fabbrica con una purezza, classe 1, e cioè una sola particella di pulviscolo atmosferico ogni 30 litri di aria!

Wafer fortemente illuminato. In queste condizioni, è già possibile riscontrare, a occhio nudo, eventuali impurezze depositate sul wafer di silicio.

I wafer di silicio vengono sistemati su particolari contenitori, indi inoltrati nei forni di diffusione dentro ai quali avverrà la deposizione degli strati dei vari materiali, per esempio, il nitruro di silicio.

Un'operatrice controlla al microscopio i contatti dei terminali del contenitore.

un temporale, viene valutata in 100.000 particelle di pulviscolo atmosferico per 30 litri di aria mentre la "sterilità" dell'aria di una grande città è dell'ordine di grandezza di 10 milioni di particelle di pulviscolo, sempre contenute in 30 litri d'aria !

Adesso si comprende perché una fabbrica di chip di circuiti integrati VLSI comporti un grande investimento di capitali e anche un grande rischio per i grandi produttori mondiali di microcircuiti. Non è infatti la materia prima, e cioè, il silicio (o anche il chip) che costa, quanto tutte le apparecchiature e gli accorgimenti da mettere in atto per creare un'atmosfera così pura.

Si consideri infatti che la presenza di una particella di pulviscolo atmosferico con dimensioni di 1,5 μm sul chip di una memoria rende inservibile questo chip, e che il 20% dei chip vengono scartati al termine della loro preparazione proprio a causa della deposizione durante il loro ciclo di lavorazione, di alcune particelle di polvere!

La presenza di queste particelle può essere accertata in due modi: mediante apparecchiature capaci di valutarle direttamente nell'aria oppure dopo che si sono depositate sulla piastrina di silicio. I due sistemi vengono usati correntemente.

In pratica si è convenuto di misurare la purezza dell'aria di una fabbrica di microcircuiti così: appartiene alla *classe 10*, una fabbrica strutturata in maniera da avere soltanto 10 particelle di pulviscolo atmosferico ogni 30 litri di aria.

Questo, è il livello massimo di impurità, un livello cioè che permette di avere alla fine delle lavorazioni, uno scarto accettabile di chip. Le grandi società di microcircuiti tendono però ad avere ambienti di *classe 1*, e cioè ambienti nei quali su 30 litri d'aria è presente solo una particella di pulviscolo grande appena 0,3 micron!

La più grande sorgente di sporco è l'uomo

La *figura 2* indica la nuvola di particelle che ogni uomo trascina con se anche se vestito con indumenti antistatici, e cioè con vestiti sui quali non possono formarsi cariche di natura elettrostatica le quali tenderebbero ad attirare le eventuali particelle di pulviscolo presenti nell'ambiente in cui esso si muove.

È per questo motivo che l'uomo durante tutte le lavorazioni a cui sottosta il chip di silicio, non deve avvicinarsi ad esso meno di 1 metro, e che quindi tutte le manipolazioni che deve effettuare sul chip le deve fare servendosi di automatismi e di manipolatori a distanza.

"Se deve muoversi, deve farlo lentamente e con misura" afferma il dott. *Hans Fredrich*, direttore della fabbrica *Siemens* di Regensburg.

Per mantenere in questi ambienti, una purezza atmosferica di questo ordine di grandezza occorre che quando, per qualsiasi motivo, si forma una particella di pulviscolo atmosferico, questa venga subito rimossa. Particelle indesiderate possono infatti essere immesse nell'aria a causa dell'attrito metallo/metallo di un albero di un motore, per esempio. Ed è per questo motivo che in questi ambienti si ha un ricambio completo dell'aria 600 volte all'ora, valore quest'ultimo che rappresenta il massimo che un impianto di climatizzazione industriale può dare.

Niente scosse dal terreno

Nello stabilire la località dove dovrà sorgere una fabbrica di chip per microcircuiti si dovrà fare in modo che essa venga a trovarsi lontano da sorgenti che possono pro-

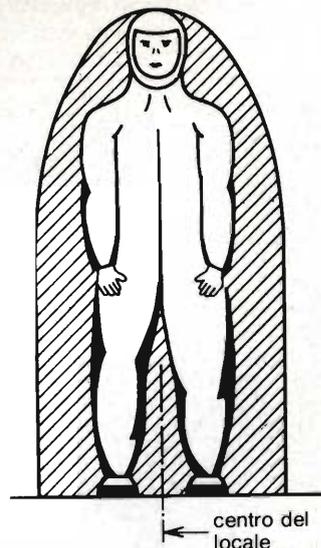



Fig. 2 - Per i chip, l'uomo è un "bidone" di sporcizia! Anche se indossa vestiti di materiale antistatico, e cioè, materiale sul quale non possono (perché privo di cariche elettrostatiche) depositarsi particelle di pulviscolo atmosferico, l'uomo si trascina sempre dietro una nuvola di pulviscolo.

La maggior parte dei processi di mordenzatura dei chip avviene in atmosfera di plasma-secco; alcuni però avvengono allo stato liquido mediante attacco chimico con acidi e basi.

durre movimenti anche minimi del terreno; non dovrà pertanto essere fatta nelle vicinanze di autostrade, ferrovie o industrie pesanti.
Come ordine di grandezza si tenga presente che oscillazioni comprese tra 0 Hz e 10 Hz non devono produrre spostamenti superiori 0,3 micron, valore quest'ultimo corrispondente al 40% della larghezza di una struttura (o pista) presente sul chip di un integrato.
Oltre che alla stabilità del terreno, si dovrà prestare attenzione anche alla struttura interna delle tubature che trasportano l'acqua e i gas industriali. La superficie interna di questi tubi deve infatti essere molto levigata in maniera che il flusso dell'aria o del gas non possa asportare particelle di metallo.
Viene scartata, perché non troppo pura, anche l'acqua distillata, e impiegata al suo posto acqua deionizzata, esente da germi, batteri e altre particelle.
I wafer di silicio vengono trasportati in contenitori ermeticamente chiusi, all'interno dei quali un flusso di gas provvede a tenere la superficie del wafer continuamente pulita; non solo, ma questi contenitori sono

Fig. 3 - "Il personale, nonostante indossi indumenti antistatici, non dovrà avvicinarsi più di 1 m dai wafer e dovrà muoversi lentamente" afferma il dott. Hans Friedrich, direttore del progetto Mega.

Fig. 4 - Le strutture ultrasottili (circa 1,2 µm) della memoria da 1 Mbit esigono per le loro integrità che il terreno della fabbrica non sia soggetto ad oscillazioni. Il grafico indica in funzione della frequenza, le dimensioni dei movimenti attualmente riscontrati in alcuni stabilimenti della Siemens.

muniti di sistemi di apertura automatica, i quali provvedono ad aprire i contenitori solo nel caso in cui essi vengano a trovarsi in ambienti aventi la classe di purezza stabilita.

Una fabbrica così non deve mai fermarsi

Deve infatti lavorare 24 ore al giorno, 7 giorni alla settimana, 365 giorni all'anno! Non solo, ma deve continuare a "girare" anche se non viene prodotto alcun circuito integrato.
I costi di un simile impianto sono quindi molto elevati; riferiti ad un metro quadrato di *pura* superficie, essi ammontano infatti a circa 5 milioni di lire/all'anno, e di questi, la frazione assorbita dagli stipendi è veramente piccola. La parte del leone è infatti costituita dai costi di energia che rappresentano la metà dei costi complessivi.
A questo punto è logico porsi la domanda: tenendo presenti i cicli di vita relativamente brevi dei dispositivi a semiconduttore, si riesce ad ammortizzare in tempi brevi un investimento di questo ordine di grandezza?
Il dott. *Friedrich*, responsabile di questo progetto diventa un po' serio e dice:
"un investimento di queste dimensioni -e cioè 1860 miliardi per posto di lavoro- non può essere fatto da un grande complesso industriale senza prevedere, a lungo termine, dei profitti. Nonostante ciò, esso rappresenta sempre un notevole rischio".
E come si concilia l'attuale attività con la produzione non lontana di una memoria da 4 milioni di bit (4 Mbit) alla realizzazione della quale si sta già studiando, quando ancora non è entrata in produzione nemmeno la memoria da 1 milione di bit (1 Mbit)?"

"Abbiamo pensato anche a questo "esclama il Dr. *Friedrich*, "ma questa futura mega-memoria dovrà essere fabbricata nel vuoto assoluto da robot, e l'uomo dovrà accontentarsi di osservare da lontano la sua realizzazione.
Quando ciò potrà verificarsi, attualmente non lo possiamo però prevedere".
Esistono dei limiti fisici alla tendenza a realizzare memorie sempre più potenti?
La maggior parte dei ricercatori che opera in questo settore è dell'opinione che sicuramente esistono le possibilità fisiche e tecnologiche per realizzare sicuramente una memoria con capacità di 64 milioni di bit (64 Mbit).

Ritorniamo alla memoria da 1 Mbit

L'elemento-base di una qualsiasi memoria, e pertanto anche di quella da 1 Mbit, è la *cella di memoria*. È nella capacità posseduta da questa cella, che viene memorizzata l'informazione binaria; in particolare, è il numero di elettroni trattenuti da questa capacità che deve essere tale da fare in modo che essi, in qualunque momento, siano in grado di "ridare" con sicurezza l'informazione logica "1" qualora in precedenza si fosse voluto depositare in quella cella questa informazione.
Bisogna infatti sapere che nella capacità della cella di memoria non solo possono essere depositati gli elettroni che esprimono l'informazione binaria ma anche elettroni, di diversa provenienza, per esempio, quelli prodotti dalle particelle *alfa* che ci bombardano da ogni parte dell'atmosfera.
Attualmente però si parte dal principio che, per essere sicuri che gli elettroni contenuti in una cella di memoria siano effettivamente quelli prodotti dall'informazione che si vuole memorizzare, quest'ultimi devono essere per lo meno in un numero pari a 1 milione, e che per ospitarli tutti, una cella di memoria deve avere un valore di capacità pari a 50 femto-farad (= 0,05 pF).
Ora, siccome lo spazio occupato da una cella di memoria nel chip è direttamente proporzionale alla capacità della cella, questa interdipendenza ci può dare già un'idea delle dimensioni che dovrà avere il chip di una memoria di grande capacità.

Come dovrà essere la cella di una memoria da 1 Mbit?

Come si può riuscire a renderla più piccola possibile?
Dato che questa cella, in definitiva, non è altro che un *condensatore*, un sistema per ridurre le sue dimensioni potrebbe essere quello di ridurre lo *spessore* del dielettrico interposto tra le "*armature*" di questo condensatore. Ma andando in questa direzione si indebolisce, dal punto di vista elettrico, la cella nel senso che non potrebbe sopportare tensioni relativamente elevate, pena la foratura di questo sottile dielettrico.
Un'altra direzione sarebbe quella di scegliere per il dielettrico, un materiale avente una costante dielettrica (ε) molto elevata.
Questi materiali esistono, per esempio, il pentossido di tantalio. Ma questo significherebbe introdurre nei punti delicati del chip, un materiale nuovo, e questo sarebbe estremamente complicato dal punto di vista tecnologico.

Fig. 5 - Microfotografia che indica la struttura del chip della futura memoria Siemens da 1 Mbit.

Il locale dove si trovano le presse meccaniche per i contenitori in plastica è separato da una vetrata dagli altri locali.

Un terzo sistema sarebbe quello di realizzare la capacità della cella in modo *tridimensionale*, nel senso di estenderne le dimensioni anche in profondità. Questo sistema proposto dalla *Hitachi*, è attualmente allo studio in molti laboratori, e di conseguenza, non è ancora proponibile per realizzare la memoria RAM da 1 Mbit, la quale pertanto dovrà avere le sue celle di memoria prodotte secondo le tecnologie correnti, e cioè ricorrendo alla tecnologia CMOS.
La memoria da 1 Mbit prodotta dai tecnici del progetto Mega della Siemens avrà pertanto queste caratteristiche standard:

— contenitore identico a quello delle attuali memorie da 64-Kbit e da 256-Kbit.

— tensione di alimentazione di 5 V.

— tempo di accesso aggirantesi sui 100 ns.

— realizzazione in tecnologia planare CMOS.

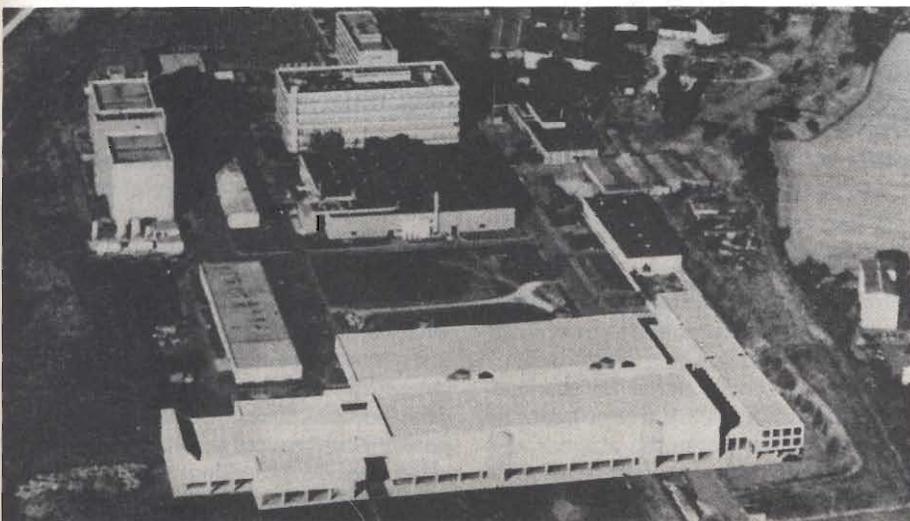
— larghezza delle piste e delle strutture circuitali non superiore a 1,2 μm.

Le dimensioni del chip di questa memoria s'aggireranno quindi sui 70 mm^2.
La *Siemens* pensa di iniziare la produzione di questa memoria a Regensburg nel 1986 e la normale fornitura nel 1987.
Il Giappone è molto più avanti nella produzione di una memoria da 1 Mbit. Esso potrà quindi fornirla con un anno di anticipo rispetto alla Siemens.
Gli americani, tramite i Laboratori della Bell, appronteranno una memoria di questo tipo all'incirca contemporaneamente ai Giapponesi. Non si parla ancora comunque di produzione di serie.

Fig. 6 - In questa fabbrica Siemens a Regensburg verrà prodotta la memoria da 1 Mbit. Il costo maggiore è rappresentato dagli impianti di purificazione dell'atmosfera interna della fabbrica che dovrà avere la caratteristica specificata come "classe 10", vale a dire che in 27 litri di aria all'interno dello stabilimento non potranno essere presenti più di 10 particelle di pulviscolo atmosferico (nell'atmosfera normale, nella stessa quantità di aria, sono presenti 10 milioni di particelle di pulviscolo atmosferico!).

Siemens e Philips per una memoria di 4 Mbit

I tecnici della Siemens sono convinti di non essere sempre i secondi o i terzi in questa gara. Hanno infatti già fatto un accordo con la *Philips*, per studiare e sviluppare una memoria da 4 Mbit! Questi due grandi complessi europei hanno certamente i mezzi per farlo. Ovviamente, si dovranno studiare per questa cella di memoria configurazioni e strutture diverse da quelle standard. A queste nuove tecnologie abbiamo già in precedenza brevemente accennato. Sicuramente si dovranno introdurre per le piste strutture inferiori a 0,7 μm!
Che alla Siemens si faccia sul serio lo dimostrano queste cifre: nel 1984, gli addetti al progetto Mega erano 400, ora sono 600. Parallelamente allo sviluppo e alla produzione della memoria da 1 Mbit, esistono quelli relativi alla memoria da 4 Mbit. Quando poi la memoria da 1 Mbit entrerà in produzione, tutti gli addetti al suo sviluppo, passeranno a quello della memoria da 4 Mbit, la quale, avendo il supporto da parte della Philips, potrà effettivamente diventare la memoria degli anni '90! ■

Le caratteristiche elettriche dei singoli chip vengono controllate quando ancora essi si trovano a livello di wafer.

REGOLAZIONE E STABILIZZAZIONE DEI GIRI NEI MOTORI UNIVERSALI

Vengono presentate 5 applicazioni imperniate su circuiti integrati appositamente studiati per regolare, col sistema a parzializzazione di fase, la velocità dei giri dei motori universali alimentati dalla rete e impiegati nelle apparecchiature dei settori domestico e industriale. Le applicazioni vengono descritte in ordine di crescente sofisticazione: si parte infatti da un semplice regolatore di velocità (U208B), per terminare con un regolatore-stabilizzatore di velocità e di potenza (U213B), munito di tutte le protezioni e le facilità di manovra richieste da determinate applicazioni.

Mario Di Leone, TELEFUNKEN Electronic

Il numero degli elettrodomestici muniti di sistemi di regolazione automatici diventa sempre più esteso. Le grandezze fisiche regolate sono, nella maggior parte dei casi, il *calore* (nei sistemi di riscaldamento in generale) e *il numero dei giri o la coppia meccanica* (nei motori universali).

Di regola, il sistema di regolazione (e di controllo) elettronico deve fare in modo che, una volta impostato il grado di calore o il numero di giri desiderato, questi si mantengano inalterati nonostante varino le condizioni esterne (variazione di temperatura o del carico del motore).

I dispositivi che regolano l'energia della rete applicata ad un carico

L'energia richiesta da questi apparecchi elettrodomestici è, com'è noto, prelevata dalla tensione della rete. Il sistema classico, universalmente utilizzato per applicare ad un dato carico una quantità maggiore o minore dell'energia derivata dalla tensione della rete è il *sistema di regolazione a parzializzazione* di fase 1), 2), 3). I "rubinetti" utilizzati per immettere più o meno energia elettrica in un dato carico sono il *tiristore* e il *triac*.

Il primo è un dispositivo a semiconduttore (silicio) capace di applicare ad un carico una porzione più o meno grande della sola semionda *positiva* della rete, e per questa sua particolare funzione viene chiamato anche diodo controllato al silicio (SCR = Silicon Controlled Rectifier). Viene utilizzato quando il carico è una "macchina" che richiede un'alimentazione in corrente continua.

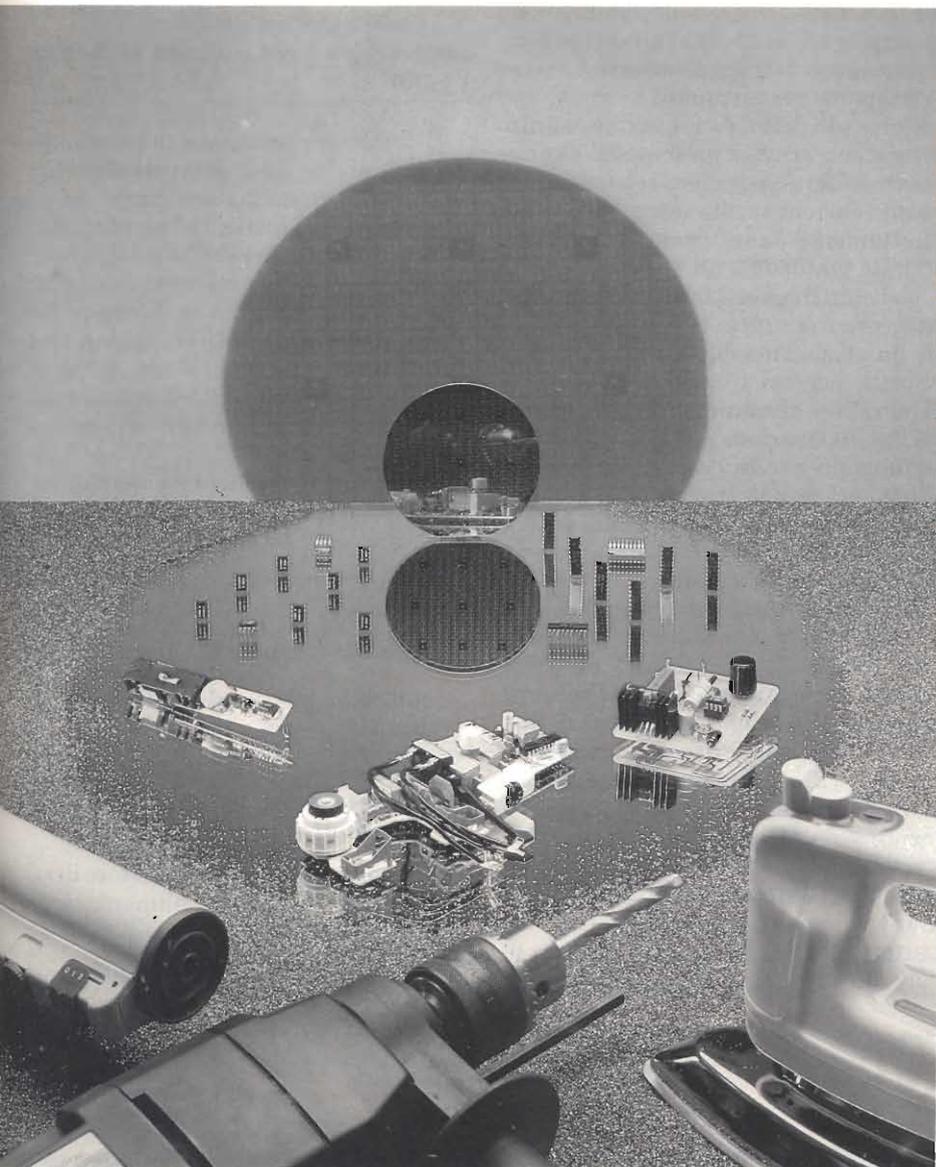
Il secondo (e cioè il triac) fà la funzione di due tiristori collegati in antiparallelo, lascia passare cioè una porzione più o meno grande sia della semionda *positiva* che di quella *negativa* della tensione sinusoidale della rete, per cui è il regolatore di potenza elettrica ideale per "macchine" che funzionano a corrente alternata.

Il tiristore, come un diodo normale, ha un anodo, un catodo, ed in più, un elettrodo di controllo (gate) al quale viene applicato un segnale che regola la potenza lasciata passare tra anodo e catodo.

Nel triac (che pure ha tre elettrodi) non può parlarsi di anodo e catodo che individuano polarità ben definite, ma di elettrodi (M1 e M2, per esempio) dato che esso fa passare correnti bidirezionali. Anche nel triac comunque, il gate, tramite il segnale ad esso applicato, regola la potenza *alternata* che attraversa il dispositivo.

Sia il tiristore che il triac diventano conduttori, e applicano pertanto l'energia della rete al carico, solo se al loro gate viene applicato un impulso che li rende conduttori (impulso d'innesco). Nel tiristore, l'impulso d'innesco deve essere positivo; nel triac, esso può essere sia positivo che negativo.

I circuiti integrati regolatori della po-

il numero dei giri ma che questi possano diminuire in presenza di materiali più duri da forare, è dotato di un sistema di regolazione semplice o ad anello aperto.

Si comprende facilmente come il sistema che abbia incontrato maggior favore sia stato quello ad anello chiuso in quanto è in grado di soddisfare appieno le esigenze pratiche. Questo però dovrà essere munito di protezioni addizionali che impediscano, per esempio, che nel carico possa circolare una corrente troppo elevata che, nel caso di un trapano, potrebbe portare ad un eccessivo riscaldamento degli avvolgimenti del motore.

tenza da rete trattati in questo articolo forniscono al triac, disposto in serie al carico, sempre un impulso d'innesco di polarità negativa.

Sistemi di regolazione ad anello aperto e ad anello chiuso

L'impulso d'innesco per i triac impiegati nei sistemi di regolazioni della potenza da rete viene attualmente fornito da circuiti integrati "dedicati" i quali, oltre a fornire un impulso avente la forma più adatta a portare in conduzione il triac, incorporano anche altre funzioni destinate a completare e perfezionare questi sistemi di regolazione della potenza, come vedremo.

Facciamo subito presente che una di queste funzioni riguarda la *continua e automatica* somministrazione della potenza in base alle esigenze del carico, nota come sistema di regolazione ad *anello chiuso*, per distinguerla da quella ad *anello aperto* la quale non prevede che il sistema risponda alle *attuali* esigenze del carico.

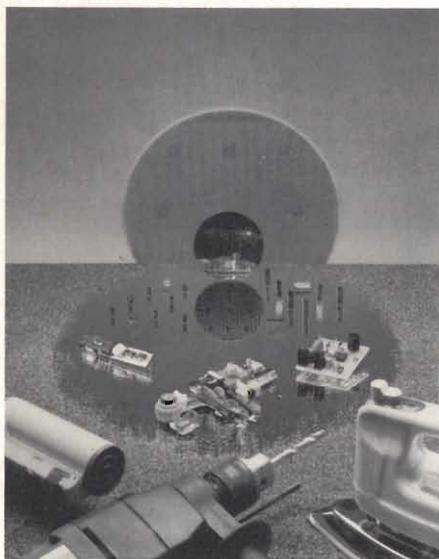
Nel primo caso si parla di regolazione *automatica*, nel secondo di *semplice* regolazione.

Per esempio, un trapano che mantenga invariato il numero dei giri prefissato indipendentemente dalla maggiore durezza del materiale che sta forando la sua punta, è dotato di un sistema di regolazione ad anello chiuso o di regolazione automatica della potenza; uno invece nel quale si possa solo regolare

Una famiglia di c.i. "dedicati" alla regolazione della potenza da rete

Non tutti gli elettrodomestici richiedono questi sistemi di regolazione completi e sicuri. La *TELEFUNKEN electronic* per venire incontro alle varie esigenze, ha da tempo studiato e realizzato una famiglia di circuiti integrati (10 circa) capaci di venire incontro alle più disparate esigenze.

In questa rivista, alcuni sono già stati ampiamente illustrati con una serie di esempi di applicazione 4) 5). Per completare l'argomento illustreremo qui di seguito 5 circuiti integrati attualmente proposti da questa società per consentire la realizzazione di sistemi di regolazione del numero dei giri (o della cop-

REGOLAZIONE E STABILIZZAZIONE DEI GIRI NEI MOTORI UNIVERSALI

pia) nei motori universali comunemente impiegati in alcuni tipi di utensili d'impiego domestico e anche industriale (trapani, per esempio).

Come già detto, tutti questi integrati forniscono al triac un impulso d'innesco di polarità *negativa*; i circuiti delle varie funzioni svolte sono alimentati direttamente dalla tensione della rete tramite un diodo e un resistore.

Nel chip di questi integrati sono state incorporate *tutte* le funzioni richieste da un sistema di regolazione che si rispetti, per cui i componenti *esterni* sono ridotti al minimo.

Una illustrazione più dettagliata delle funzioni svolte dagli integrati più sofisticati si può trovare nell'articolo citato in 5) nella bibliografia, dove è stato presentato l'U211B, un c.i. tipico per queste applicazioni.

In questo articolo gli integrati vengono presentati in ordine di crescente complessità. Si va infatti dal tipo U208B, che è un semplice regolatore di potenza ad anello aperto fino al tipo U213 B con il quale è possibile realizzare sistemi di regolazione e di stabilizzazione dei giri dei motori, indipendentemente dal carico imposto (sistemi ad anello chiuso), e che per questo motivo, incorpora funzioni di protezione aggiuntive e di facilità di manovra (come partenza dolce, bloccaggio in caso di superamento del carico massimo, ecc.).

1 - U208B per sistemi di regolazione della potenza ad anello aperto

È il circuito integrato più semplice della famiglia, ed è stato studiato per realizzare sistemi di regolazione dei giri nei motori universali alimentati dalla rete. Con esso è possibile assegnare ad un motore, per esempio, valori di velocità differenti, ma se il motore dovesse incontrare carichi maggiori (per esempio, materiali più duri), il valore della velocità impostato diminuirebbe in quanto è un sistema di regolazione ad anello aperto.

Le sue caratteristiche principali sono:

- assorbimento di corrente inferiore a 2,5 mA,
- una sola tensione di alimentazione,
- controllo interno della tensione di alimentazione,
- alimentazione dell'integrato direttamente dalla tensione della rete tramite diodo e rete RC,
- potenza dissipata nel resistore in serie alla tensione di alimentazione della rete, inferiore a 1,5 W/220 V,
- sincronizzazione degli impulsi di co-

Fig. 1 - Schema a blocchi indicante le funzioni contenute nell'integrato U208B, e dimensionamento dei componenti esterni per un sistema di semplice regolazione dei giri di un motore universale.

R1 = 18 kΩ/1,5 W
R2 = 500 kΩ (regolatore della fase)
R3 = 220 kΩ
R4 = 470 kΩ
R5 = 82 Ω
R6 = 150 kΩ
R7 = 47 kΩ
R8 = 100 kΩ

C1 = 22 μF/25 V
C2 = 3,3 nF/63 V (regolatore della fase)
C3 = 1 μF/25 V

D1 = 1N4004

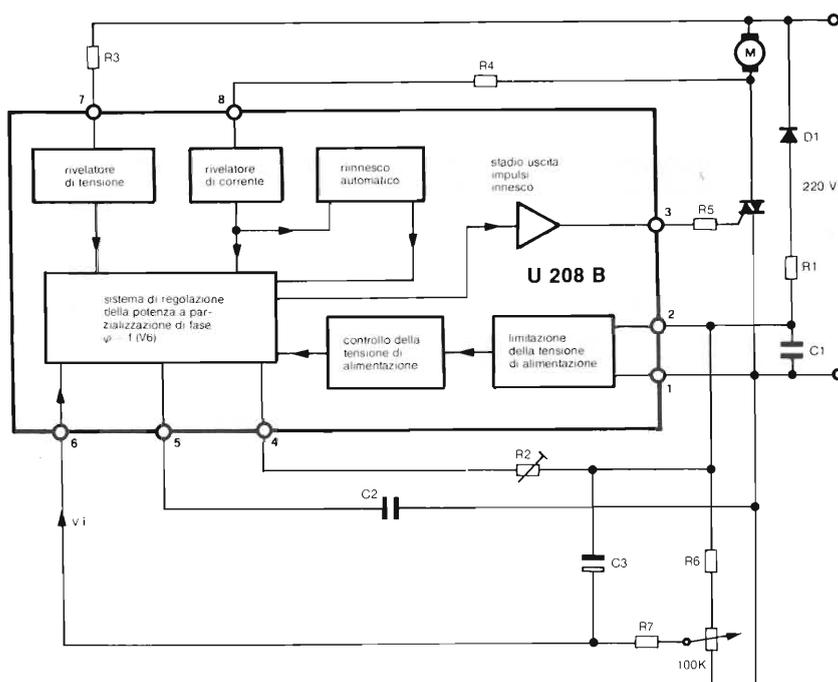
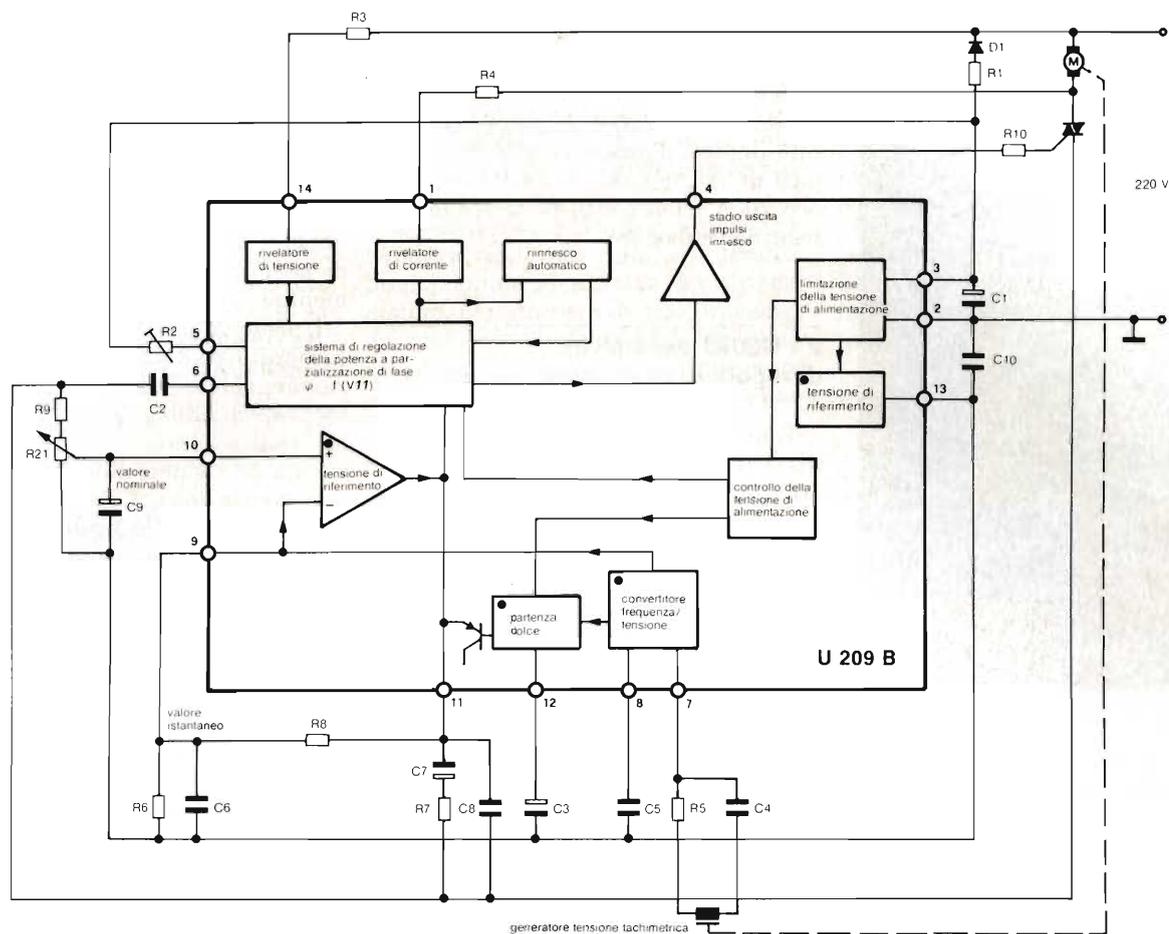



Fig. 2 - Schema a blocchi indicante le funzioni contenute nell'integrato U209B e componenti esterni richiesti per realizzare un sistema di regolazione automatica dei giri dei motori universali utilizzati nei trapani.

R1	= 18 kΩ/1,5 W	R9	= 47 kΩ	C5	= 680 pF
R2	= 500 kΩ (reg. fase)	R10	= 82 Ω	C6	= 100 nF
R3	= 220 kΩ	R21	= 100 kΩ	C7	= 2,2 μF
R4	= 470 kΩ			C8	= 220 nF
R5	= 10 kΩ	C1	= 22 μF/25 V	C9	= 22 μF/10 V
R6	= 100 kΩ	C2	= 3,3 nF (reg. fase)	C10	= 22 nF
R7	= 15 kΩ	C3	= 4,7 μF		
R8	= 1 MΩ	C4	= 100 nF	D1	= 1N4004

mando con la corrente oppure con la tensione della rete,

— presenza di un solo condensatore - temporizzatore per la formazione della tensione a rampa, per la regolazione della larghezza dell'impulso d'innesco del triac e per la velocità di riinnesco,

— valore tipico della corrente dell'impulso d'innesco pari a 125 mA,

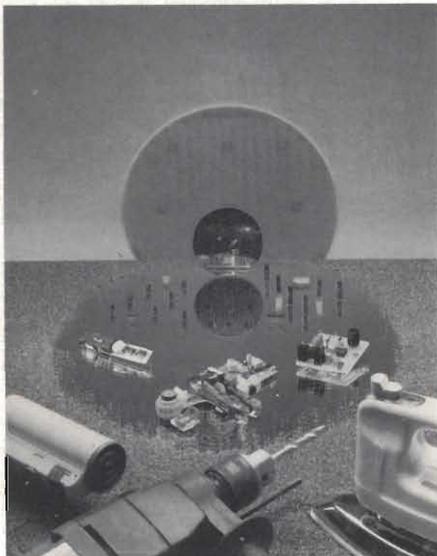
— uscita degli impulsi d'innesco protetta nei confronti di eventuali cortocircuiti,

— sistema di riinnesco automatico.

Dalla *figura 1* si può vedere come interagiscono le varie funzioni contenute nell'integrato-regolatore U208B.

La limitazione ad opera di un regolatore di tipo parallelo permette di alimentare direttamente dalla rete l'integrato ricorrendo ad un diodo e ad un resistore in serie. Il blocco interno "controllo della tensione di alimentazione" che segue il blocco "limitatore"; fa in maniera che il funzionamento dell'integrato proceda normalmente anche in presenza di tensioni di alimentazione molto basse.

Il sistema di controllo della potenza a parzializzazione di fase è basato essenzialmente su un generatore di rampa sincronizzato con la tensione della rete ad opera di un rivelatore del passaggio per lo zero della tensione. Eventuali sfasamenti tra tensione della rete e corrente circolante nel carico vengono immediatamente individuati dal blocco "rivelatore di corrente", strettamente connesso con il blocco "riinnesco automatico". Quest'ultimo fa in modo che, in caso di mancato innesco

REGOLAZIONE E STABILIZZAZIONE DEI GIRI NEI MOTORI UNIVERSALI

del triac o di accidentale interruzione della corrente nel carico, vengano prodotti di continuo altri impulsi d'innesco in maniera che nella corrente circolante nel carico non si producano dei "vuoti".

Per la formazione degli impulsi d'innesco, oltre alle funzioni interne descritte, sono richiesti, come componenti esterni, un solo condensatore e un resistore: il valore del condensatore definisce l'ampiezza dell'impulso d'innesco, quello del resistore, il minimo angolo di circolazione di corrente nel triac (e ovviamente nel carico).

La relazione di fase dell'impulso d'innesco nell'ambito di una semionda della tensione della rete viene stabilita mediante confronto tra la tensione a rampa (sincronizzata con la tensione della rete), presente sul terminale 5, e la tensione di controllo presente sul terminale 6, il cui campo di lavoro è compreso tra 0 e 7 V.

L'integrato U208B è in grado di fornire impulsi d'innesco con corrente tipica di 125 mA (R5 = 0 Ω); di questo occorrerà tener conto nella scelta del triac da impiegare.

2 - U209B per sistemi di regolazione ad anello chiuso

È un integrato particolarmente studiato per il controllo, la regolazione e la stabilizzazione dei giri dei motori universali impiegati in utensili, come trapani. Il sistema di regolazione è ad *anello chiuso*.

Oltre alle funzioni contenute nell'integrato-regolatore U208B, già menzionato, l'U209B incorpora le seguenti:

— una sorgente di una tensione di riferimento stabilizzata nei confronti delle variazioni della temperatura,

— un amplificatore operazionale-regolatore controllabile dall'esterno,

— un convertitore frequenza/tensione,

— un sistema di "partenza dolce" con tempo morto ridotto al minimo.

Nella *figura 2* sono indicate tutte le funzioni contenute in questo integrato; i blocchi contrassegnati con un punto nero corrispondono alle funzioni in più che il tipo U209 possiede rispetto a quelle del tipo U208 già descritto. Qui di seguito illustreremo quindi brevemente solo queste nuove funzioni.

Il sistema della "partenza dolce", incorporato nell'integrato, inizia a funzionare subito dopo che si è formata la tensione di alimentazione (t1). La *figura 3* indica l'andamento della tensione ai capi del condensatore interessato alla partenza dolce (C3). Questa tensione è identica a quella presente sul terminale 11 d'ingresso del sistema di regolazione della fase.

Il sistema a partenza dolce garantisce un avvio "dolce" del motore fino a quando quest'ultimo non avrà raggiunto il valore di velocità prefissato. Con riferimento alla curva di figura 3 si vede come, inizialmente, il condensatore C3 venga caricato con una corrente di 30 μA, raggiungendo in questo modo la tensione V_0 al termine del tempo t2; questa tensione è sufficiente ad avviare il motore. A questo punto, ridu-

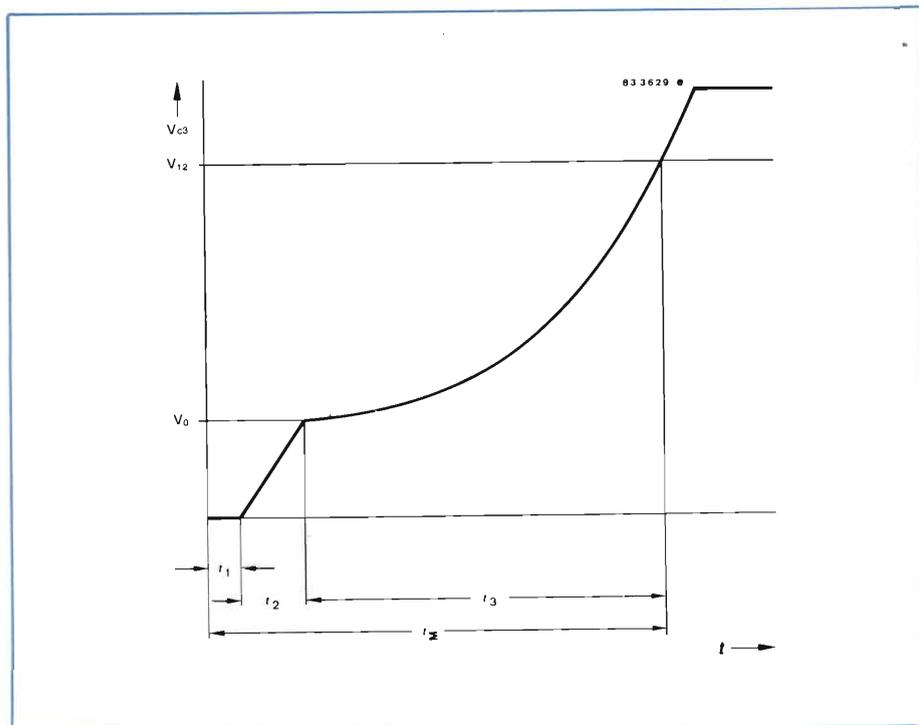



Fig. 3 - Andamento della funzione "partenza dolce". t1 = formazione della tensione di alimentazione; t2 = carica di C3 al valore della tensione di start; t1 + t2 = tempo morto; t3 = tempo di raggiungimento della velocità nominale; ts = tempo complessivo richiesto per raggiungere la velocità di rotazione massima.

cendo la corrente di carica del condensatore a 3 μA, la curva di carica assume un andamento meno ripido e il motore aumenterà la sua velocià ma con una accelerazione minore. Dopodiché la corrente di carica del condensatore ricomincierà ad aumentare, e di conseguenza, anche la tensione ai capi del condensatore C3.

Risultato: il motore ricomincerà ad aumentare di velocità.

Il suddetto meccanismo regola in definitiva l'accelerazione del motore fino a che quest'ultimo avrà raggiunto la velocità prefissata. La corrente di carica del condensatore può assumere il valore massimo di 50 μA.

Regolazione e stabilizzazione della velocità

Ad effettuare queste funzioni concorrono un amplificatore operazionale, un convertitore frequenza/tensione, la sorgente della tensione di riferimento con i suoi — 8,9 V, la quale può fornire una corrente massima di 5 mA.

Il convertitore interno frequenza-tensione riceve un segnale alternato proporzionale al numero dei giri del motore. Questo segnale può provenire da una bobina tachimetrica oppure da un sistema ottico capace di fornire un segnale proporzionale ai giri del motore. Il convertitore frequenza/tensione trasforma il suddetto segnale in una corrente continua, anch'essa proporzionale al numero dei giri del motore presente sul terminale 9.

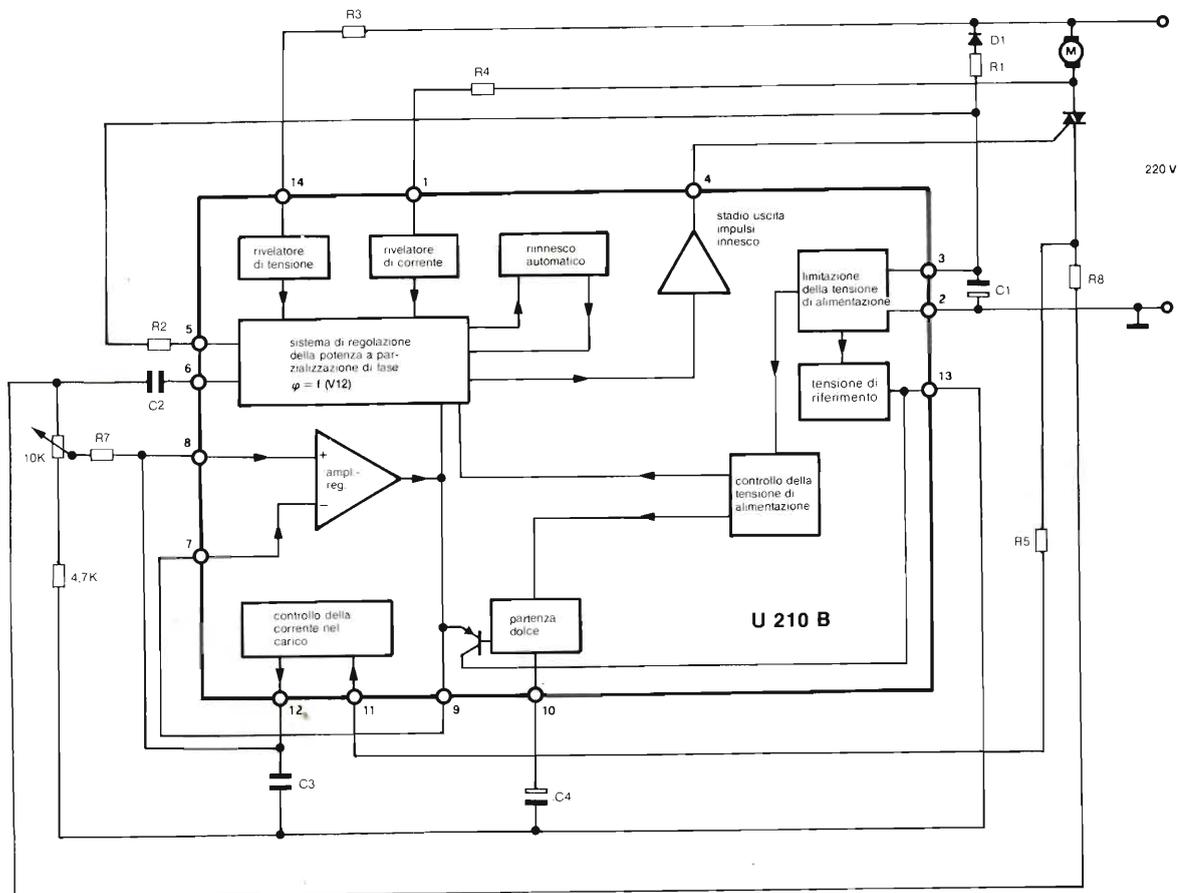
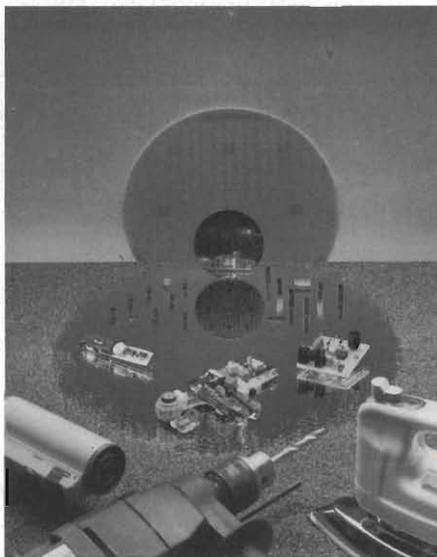
Il convertitore è basato sul principio del "pompaggio delle cariche". Ad ogni semionda negativa del segnale d'ingresso viene infatti "pompata ed integrata" ad opera di C6, presente sul terminale 9 d'uscita del convertitore, una certa quantità di carica determinata da C5 che stabilisce il valore istantaneo di tensione (valore istantaneo del numero dei giri).

L'amplificatore operazionale-regolatore confronta questo valore

R1 = 18 kΩ/1,5 W
R2 = 510 kΩ (regol. fase)
R3 = 220 kΩ
R4 = 470 kΩ
R5 = 1 kΩ
R6 = 4,7 kΩ
R7 = 100 kΩ
R8 = 10 kΩ
R9 = 0,05Ω

C1 = 22 μF/25 V
C2 = 3,3 nF (reg. fase)
C3 = 220 nF
C4 = 15 μF/10 V

D1 = 1N4004

Fig. 4 - Schema a blocchi indicante le funzioni contenute nel c.i. U210B e componenti esterni richiesti per realizzare un regolatore dei giri di un motore e annesso sistema di compensazione della corrente circolante nel carico.

REGOLAZIONE E STABILIZZAZIONE DEI GIRI NEI MOTORI UNIVERSALI

istantaneo con quello di *riferimento* presente sul terminale 10, e con il segnale risultante da questo confronto andrà a variare la tensione di comando del sistema di controllo a parzializzazione di fase, il quale provvederà a mantenere sul valore prefissato la grandezza da regolare che, nel nostro caso, è il numero dei giri del motore.

L'uscita bipolare a corrente costante dell'amplificatore operazionale fornisce circa ± 120 μA, ed è dimensionata pertanto per soddisfare alle costanti di tempo di regolazione del sistema formate da C4, C8 e R7.

3 - U210B per sistemi di regolazione ad anello aperto ma con controllo della corrente circolante nel carico

Questo integrato rappresenta la soluzione ideale per quei casi nei quali la valutazione del numero dei giri del motore ottenuta mediante magnete/bobina tachimetrica risulterebbe troppo costosa e ingombrante, e d'altra, un semplice regolatore (come il tipo U208B) non soddisferebbe alle esigenze.

In realtà si tratta, è vero, di un semplice regolatore di potenza il quale però ha in più un sistema di controllo della corrente circolante nel carico: un sistema quindi non proprio ad anello aperto in quanto la caduta di tensione che si ha ai capi di un resistore inserito in serie al carico (R9), viene riportata all'ingresso, e viene utilizzata per aumentare l'angolo di circolazione della corrente nel triac.

In altre parole, mentre nell'U209B, per controllare l'angolo di circolazione della corrente nel triac, viene utilizzata la tensione fornita da una bobina tachimetrica, qui, per ottenere lo stesso risultato, viene utilizzata una tensione direttamente proporzionale alla corrente circolante nel carico, e quindi, direttamente proporzionale "grosso modo" al numero dei giri del motore.

Il sistema funziona essenzialmente così:

Si sa che via via che aumenta il carico imposto al motore, aumenta corrispondentemente anche la corrente circolante nei suoi avvolgimenti. In queste condizioni, se si fosse impiegato un semplice regolatore di potenza, (per esempio, il tipo U208B), questo maggior carico avrebbe prodotto una immediata riduzione dei giri del motore.

In particolare, il circuito (*figura 4*) provvede a misurare, in corrispondenza di ogni semionda positiva, la corrente circolante nel carico, formando tramite R8 e R5 sul terminale 12, una corrente che viene integrata dal condensatore C3. Il segnale formato ai capi di C3 a seguito di questa integrazione verrà sovrapposto al valore iniziale della tensione che regola l'angolo di circolazione di corrente nel triac, per cui in definitiva, l'angolo di circolazione risulterà aumentato.

La prontezza di risposta di questo sistema di regolazione della potenza aumenta via via che aumenta il valore di R7. Occorre però tener presente che valori troppo elevati producono un funzionamento saltellante oppure con tendenza ad oscillare.

Il campo di stabilizzazione del numero dei giri entro il quale, mantenendo inalterato R7, è possibile ottenere una buona funzione di regolazione è più ristretto di quello ottenibile con un vero e proprio sistema di stabilizzazione del numero dei giri basato su una bobina tachimetrica.

Anche la dinamica di regolazione è più scadente in presenza di improvvise variazioni nel carico. I risultati migliori si ottengono quando si utilizzano motori che devono girare ad una velocità fissa. In questo caso è possibile avere anche una riduzione del rumore che il motore produce quando gira a vuoto, senza con questo perdere in potenza quando invece viene a trovarsi sotto carico.

Oltre ad avere un numero ridotto di componenti esterni, e di conseguenza essere economico, questo sistema di regolazione ha il vantaggio di poter essere sistemato comodamente dove meglio le circostanze lo richiedono, e questo per il fatto che l'unica misura richiesta è quella relativa alla corrente di carico la quale ovviamente circola anche nei cavi. Questo sistema di regolazione può quindi essere sistemato a parte, e non richiede quindi di essere accorpato all'interno del motore.

Fig. 5 - Schema a blocchi indicante le funzioni contenute nell'integrato U211B e componenti esterni necessari per realizzare un sistema di regolazione dei giri di un motore; è prevista l'attuazione della caratteristica "fold-back".

R1 = 18 kΩ/1,5 W
R2 = 1 MΩ (reg. fase)
R3 = 220 kΩ
R4 = 470 kΩ
R5 = 1 kΩ
R6 = 68 kΩ
R7 = 22 kΩ
R8 = 33 mΩ/1 W
R9 = 1 MΩ
R10 = 1 kΩ
R11 = 1,5 MΩ
R12 = 220 Ω
R13 = 47 kΩ
R31 = 250 kΩ
R15 = 1 MΩ

C1 = 22 μF/25 V
C2 = 2,2 nF (reg. fase)
C3 = 2,2 μF
C4 = 220 nF
C5 = 1 nF
C6 = 100 nF
C7 = 2,2 μF/10 V
C8 = 220 nF
C9 = 4,7 μF/10 V
C10 = 2,2 μF/10 V
C11 = 22 nF
C12 = 1 μF/10 V

D1 = 1N4004

4-U211B per sistemi di regolazione ad anello chiuso con annesse funzioni di protezione, sicurezza e facilità di manovra

È assieme all'U213B, l'integrato più completo della serie, quello cioè nel cui chip sono incorporate tutte le funzioni richieste da un sistema di regolazione dei giri ad anello chiuso altamente sofisticato.

Pertanto, oltre alle caratteristiche proprie dell'U209B, questo integrato possiede:

— un sistema di riinnesco automatico e variabile,

— regolazione variabile del massimo carico, comandata dal numero dei giri del motore e caratteristica di fold-back,

— controllo tachimetrico per proteggere il sistema nei confronti di cortocircuiti o interruzioni,

— avvio del motore a mezzo di un sistema automatico di partenza dolce.

I sistemi di regolazione attuabili con questo integrato sono stati ampiamente descritti nel N.10/1984 a pag. 28 di questa rivista. Nella figura 5 è riportato uno dei vari circuiti applicativi possibili.

5 - U213B: possiede pressoché le stesse caratteristiche dell'U211B

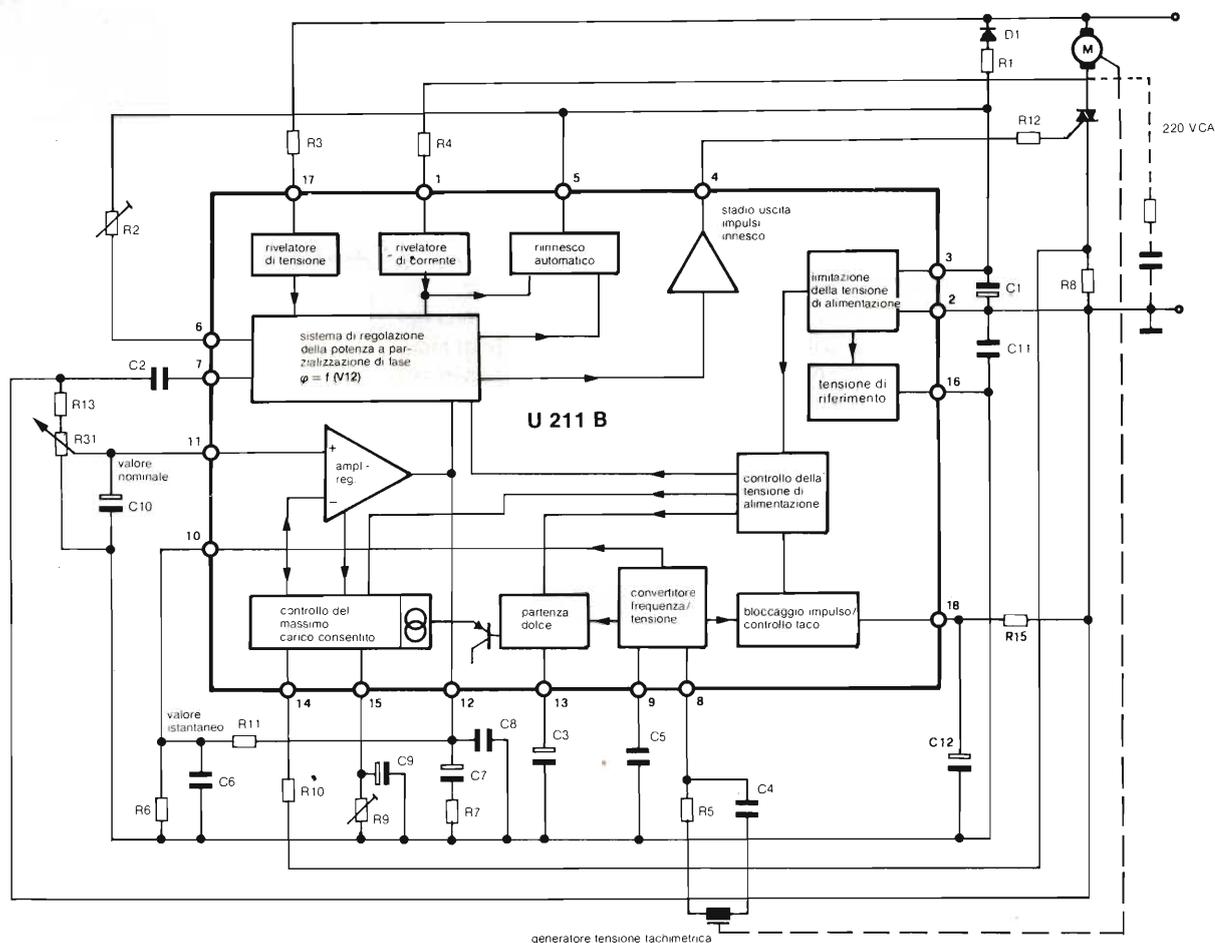
Il campo d'impiego di questo integrato è identico a quello del tipo U211B. Questi due integrati differiscono tra loro solo per il differente comportamento che essi presentano in presenza di fenomeni di sovracorrente.

Oltre alle funzioni presenti nell'U209B, l'U213B ha le seguenti:

— possibilità di bloccaggio degli impulsi d'innesco del triac,

— controllo della corrente circolante nel carico, variabile e in funzione del numero dei giri del motore,

— memorizzazione del sovraccarico e possibilità di bloccaggio dell'uscita (il reset si ha con numero *attuale* dei giri del motore uguale o superiore al numero dei giri prefissato (nominale) oppure in caso di tensione di alimentazione più bassa).

Il principio di funzionamento del sistema di regolazione dei giri del motore basato sulla tecnica della parzializzazione della fase della tensione della rete, è identico a quello attuato con l'integrato U209B. Il controllo della corrente

REGOLAZIONE E STABILIZZAZIONE DEI GIRI NEI MOTORI UNIVERSALI

circolante nel carico è identico a quello studiato per l'U211B, e cioè, far riferimento al valore istantaneo della corrente, e in definitiva quindi al numero dei giri.

Il resistore R10 (*figura 6*) regola la dipendenza del numero dei giri dalla potenza in corrispondenza della quale si ha interruzione del circuito del trapano: più grande sarà il resistore R10, e tanto più grande sarà il rapporto tra la potenza d'interruzione corrispondente al massimo numero dei giri e la potenza d'interruzione in corrispondenza del numero di giri più basso. Facendo R10 = 100 Ω, la potenza d'interruzione è praticamente indipendente dal numero dei giri. (Con il termine "potenza d'interruzione" si vuole indicare quel valore di potenza in corrispondenza del quale il circuito di alimentazione del motore viene interrotto).

Raggiunta la soglia di interruzione (7,3 V), la memoria (latch) del sovraccarico viene settata e attivata l'uscita a collettore aperto (terminale 18).

Diverse sono le possibilità di collegamento di questa uscita (terminale 18); essa può infatti essere utilizzata per dare un'indicazione riguardante il funzionamento del circuito, oppure, come in questo caso, per effettuare il bloccaggio del motore in caso questo dovesse essere sovraccaricato. Per ottenere ciò, basta semplicemente collegare l'uscita della memoria con l'ingresso per il bloccaggio dell'impulso.

Il transistore T1 effettua un accoppiamento che tramite C9 mette al riparo la "memoria settata" nei confronti di eventuali disturbi. Di conseguenza, eventuali picchi presenti sulla tensione della rete non potranno "settare" la memoria, e di conseguenza, produrre un avvio indesiderato del motore. La funzione di RESET ha luogo quando $V10 \geqslant V11$ oppure quando la funzione "controllo della tensione di alimentazione" produce un "general RESET".

Tramite il terminale 5 si effettua solo il bloccaggio degli impulsi d'innesco. Non collegando il terminale 5 si mette "fuori funzionamento" il sistema di bloccaggio. ■

Informazioni più dettagliate potranno essere richieste a:
TELEFUNKEN electronic
att. M. Di Leone
V.le Brianza, 20
20092 CINISELLO BALSAMO (MI)
Tel. 02/61798.1

Fig. 6 - Schema a blocchi indicante le funzioni contenute nell'integrato U213B, e componenti esterni richiesti per la realizzazione di un sistema di regolazione automatica dei giri nonché possibilità di bloccaggio automatico del motore qualora venisse raggiunta la condizione di sovraccarico.

Bibliografia

1) J.E. Gillian e L.C. - *Sistemi di controllo della potenza da rete mono/trifase* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 1/1983 pag. 73.

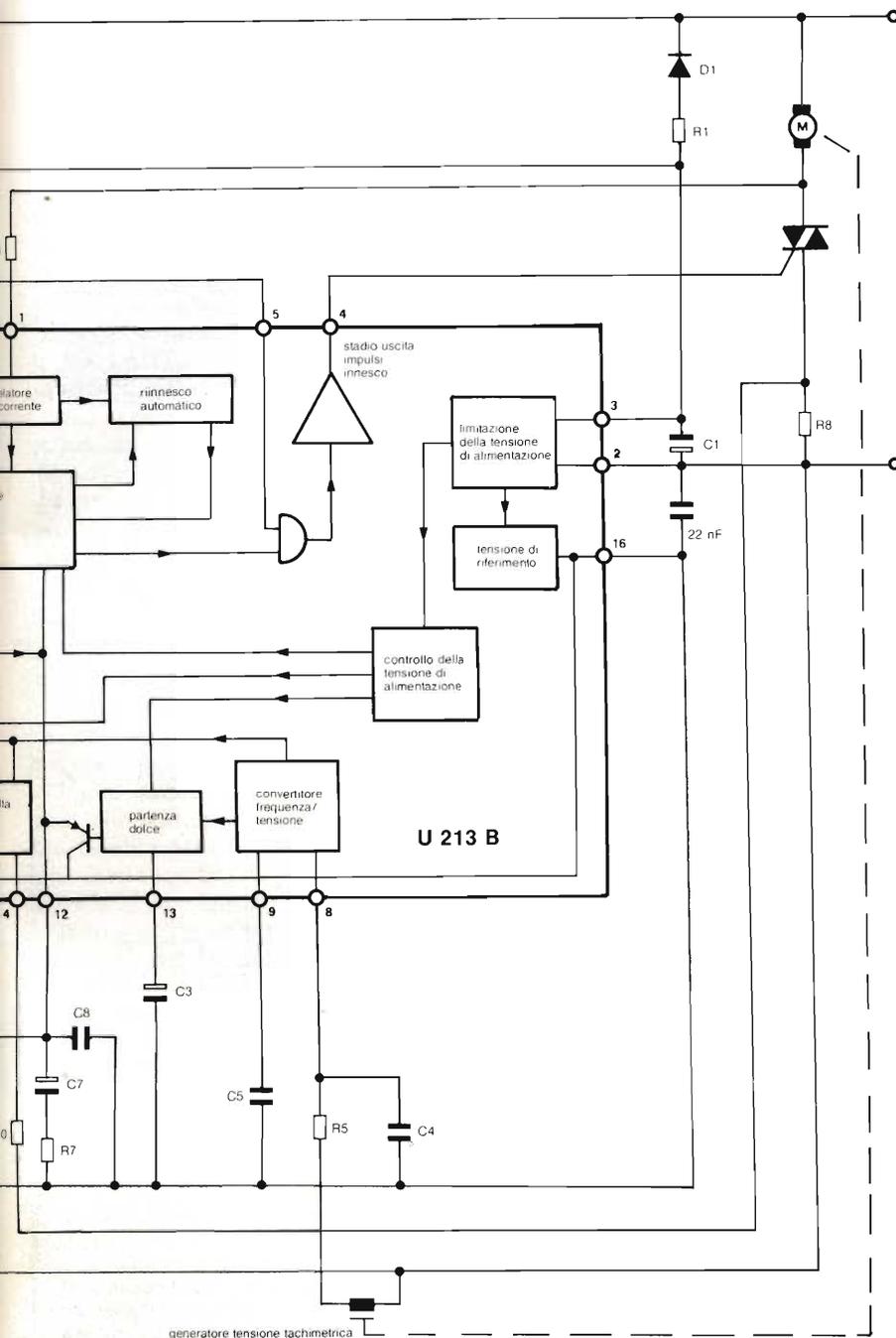
2) H. Bichler, W.S. - *Controllo della potenza con il TLB 3101* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 3/1983 pag. 71.

3) W. Schumbrutzki - *Nuovi integrati per il controllo della potenza da rete monofase* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 1/1984 pag. 10.

4) M. Di Leone - *Stabilizzazione dei giri di un motore con l'U210B* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 10/1984 pag. 24.

5) M. Di Leone - *U211B nei sistemi di regolazione della potenza a parzializzazione di fase* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 10/1984 pag. 28.

6) Redazione - *Il triac* - **SELEZIONE di elettronica e microcomputer** N. 5/1984 pag. 90.

R1	= 18 kΩ/1,5 W	R13	= 47 kΩ	C9	= 4,7 μF/10 V
R2	= 1 MΩ (reg. fase)	R14	= 100 kΩ	C10	= 2,2 μF/10 V
R3	= 220 kΩ	R15	= 220 kΩ	C11	= 22 nF
R4	= 470 kΩ				
R5	= 1 kΩ	C1	= 22 μF/125 V	D1	= 1N4004
R6	= 68 kΩ	C2	= 2,2 nF (reg. fase)	T1	= BC 308
R7	= 22 kΩ	C3	= 2,2 μF/10 V		
R8	= 33 mΩ/1 W	C4	= 220 nF		
R9	= 680 kΩ	C5	= 1 nF		
R10	= 1 kΩ	C6	= 100 nF		
R11	= 1 MΩ	C7	= 2,2 nF/10 V		
R12	= 100 kΩ	C8	= 220 nF		

ULTIMISSIME

La SGE-SYSCOM annuncia di avere acquisito l'esclusiva di vendita dei prodotti ILSHIN COMMUNICATION CO. Ltd. che è una delle più importanti e qualificate aziende coreane produttrici di quarzi, oscillatori e filtri.

Della "ITC" vengono segnalate in particolare: la vasta gamma di frequenze standard disponibili nei quarzi che spazia dai 1000 KHz ai 150 MHz (contenitori HC-33 e HC-18) ed i tipi a bassa frequenza da 20 KHz a 900 KHz (contenitori HC-13 e HC-6), che trovano applicazioni nei settori TV, Microprocessori e Remote Control.

Meritano inoltre menzione la serie di filtri con frequenze da 455 KHz a 43.5 MHz e di filtri monolitici per frequenze da 10.695 MHz a 49.990 MHz.

La SGE-SYSCOM informa che quanto prima, verrà realizzato un consistente stock presso i magazzini di Cinisello Balsamo per soddisfare le richieste più impellenti del mercato e che inoltre è a disposizione della clientela per fattive informazioni, sia per i prodotti standard sia per esecuzioni con frequenze speciali.

La Astec, leader mondiale nella produzione di alimentatori switching dai 30 ai 200 W con oltre 6 milioni di pezzi prodotti, allarga la già nutrita gamma con tre nuovi modelli Eurocard da 30 W, 65 W, 100 W con tensioni +5, −5, +12, − 12. Anche questi prodotti come tutta la famiglia, offrono una elevatissima reliability grazie ai test a livello componente dopo burn in, ed al test del prodotto finito dopo cicli termici e burn in per un totale di circa 200 ore.

Queste caratteristiche sono apprezzate e verificate dai più grossi nomi dell'informatica mondiale, che già da lungo tempo usano con successo questi prodotti.

Tutti i prodotti Astec rispettano le norme di sicurezza internazionali CEE, IEC, VDE, UL e montano filtri per rispettare gli standard RFI/EMI.

Grazie agli elevati volumi di produzione, Astec può offrire prodotti estremamente affidabili (= qualità e prestazioni costanti nel tempo) a costi estremamente competitivi.

L'organizzazione Claitron S.p.A. - Via Gallarate, 211 - Milano - Tel. 02/3010091, sarà lieta di fornirvi maggiori dettagli.

TEA 1060 e 1061

Integrati per telefoni a tastiera

La caratteristica che colpisce di più nei telefoni di moderna concezione è la sostituzione della tastiera al tradizionale disco combinatore; non bisogna però pensare che le innovazioni si limitino alla sola parte per la selezione delle cifre, anche se solo quest'ultima è visibile esternamente. Grazie a moderni circuiti integrati è possibile modificare drasticamente il tradizionale gruppo per la trasmissione della parola (microfono a carbone, trasformatore ibrido, auricolare) riducendo l'ingombro ed il costo e ottenendo al tempo stesso prestazioni migliori. L'amplificazione disponibile rende possibile l'impiego di microfoni moderni quali gli electrect, i piezoelettrici e i dinamici e di una vasta gamma di auricolari, per cui si avrà una trasmissione più fedele della parola.

ing. Remo Petritoli e P. Sÿbers, Philips-Elcoma

Tra le funzioni più difficili da realizzare in forma di circuito integrato vi sono quelle necessarie per la trasmissione della parola nei telefoni. Infatti, questi integrati non solo devono interfacciare alla linea il circuito di chiamata a impulsi oppure DTMF, ma devono anche avere amplificatori capaci di lavorare con molti tipi di microfoni e auricolari. L'articolo presenta due nuovi integrati che rispondono pienamente ai requisiti sopra esposti, i tipi TEA1060 e TEA1061 prodotti dalla Philips-Elcoma.

Essi traggono la loro alimentazione dalla linea telefonica e provvedono all'interfacciamento tra la linea, il microfono, l'auricolare e il circuito di chiamata. Inoltre, hanno la notevole carat-

Fig. 1 - Apparecchio telefonico con interfaccia alla linea comune; a) schema semplificato per chiamata DTMF; b) schema semplificato per chiamata a impulsi; c) telefono ad alte prestazioni con chiamata a impulsi e DTMF.

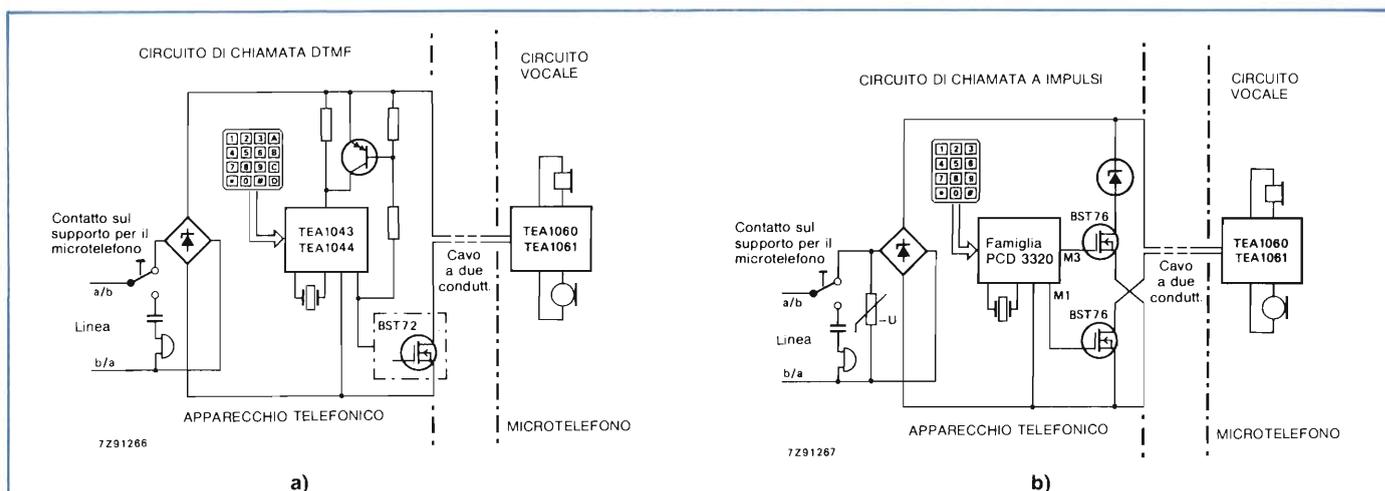



Fig. 2 - Apparecchio telefonico con interfaccia separata per la parola e la chiamata. a) schema semplificato per chiamata DTMF; b) schema semplificato per chiamata a impulsi.

teristica di consentire l'impiego di svariati tipi di microfono al posto di quello a carbone, fonte di innumerevoli rumori e distorsioni. Il TEA1060 è adatto ai microfoni a bassa sensibilità, dinamici o magnetici, ed ha un guadagno che può arrivare fino a 60 dB, mentre il TEA1061, che ha un guadagno fino a 46 dB, si adatta ai microfoni ad alta impedenza quali i piezoelettrici, gli electret, i dinamici e i magnetici ad alta sensibilità.

Anche per gli auricolari la scelta possibile è molto vasta includendo anche i tipi piezoelettrici: finalmente va "in pensione" la vecchia capsula magnetica, che, insieme al microfono a carbone, contribuiva a distorcere la voce.

I due circuiti integrati consentono una commutazione priva di disturbi tra la chiamata e la conversazione e, per facilitare la chiamata a impulsi, hanno la possibilità di power-down.

Infine, il TEA1060 e il TEA1061 forniscono l'alimentazione ai circuiti periferici (per esempio, quelli per la chiamata), possono emettere un tono acustico nell'auricolare durante la chiamata DTMF, ed il loro livello di trasmissione massimo è molto alto (9 dBm).

Classificazione degli apparati telefonici

Gli apparati telefonici si dividono in due classi: nella prima si ha un'unica interfaccia che collega alla linea telefonica i circuiti di chiamata e di conversazione, nella seconda si impiegano due distinte interfacce alla linea (una per la chiamata, l'altra per la conversazione).

Si impiega una sola interfaccia alla linea nei telefoni interamente elettronici, poichè in essi non vi è la necessità di sostituire la parte fonica convenzionale dell'apparecchio cambiando solo due fili. In questo tipo di realizzazione, l'intera corrente di linea scorre nel circuito, pertanto occore un unico regolatore di tensione e basta un solo stadio trasmittente per inviare alla linea sia i segnali di chiamata, sia la parola. La commutazione dalla chiamata alla conversazione è elettronica.

Si impiegano interfacce alla linea distinte per i circuiti di chiamata e di conversazione qualora necessitasse sostituire la parte parola convenzionale di un telefono (cioè il trasformatore ibrido, il microfono a carbone e l'impedenza per l'antilocale) scambiando solo due fili. In questo caso si può effettuare la commutazione dalla chiamata alla conversazione sia elettronicamente, sia tramite un contatto sulla tastiera.

Telefoni con interfaccia alla linea comune

La *figura 1* illustra la versatilità degli integrati TEA1060 e TEA1061 impiegati in tre tipi di telefono con interfaccia alla linea comune. Le *figure 1a* e *1b* si riferiscono ai casi di chiamata a impulsi o DTMF, mentre la *figura 1c* illustra in forma semplificata, il pieno sfruttamento delle caratteristiche degli integrati su un telefono controllato a microcomputer.

I vantaggi del telefono con interfaccia alla linea comune sono:
- interfaccia ben definita tra le funzioni di conversazione, chiamata, e controllo;
- la commutazione tra la chiamata e la conversazione avviene senza disturbi di sorta grazie alla funzione di silenziamento degli integrati;
- non si deve duplicare l'interfaccia di linea;
- si può avere una nota acustica nell'auricolare durante la chiamata DTMF per informare l'utente che tutto procede regolarmente;
- non occorrono altri componenti periferici per la commutazione dalla chiamata alla conversazione;
- la realizzazione modulare consente una notevole flessibilità per il circuito di chiamata.

Telefoni con circuiti di conversazione e di chiamata separati

Anche gli apparati telefonici con circuiti di conversazione e di chiamata separati possono impiegare con profitto gli integrati TEA1060 e TEA1061, installando il circuito integrato nel microtelefono, e collegandolo all'apparec-

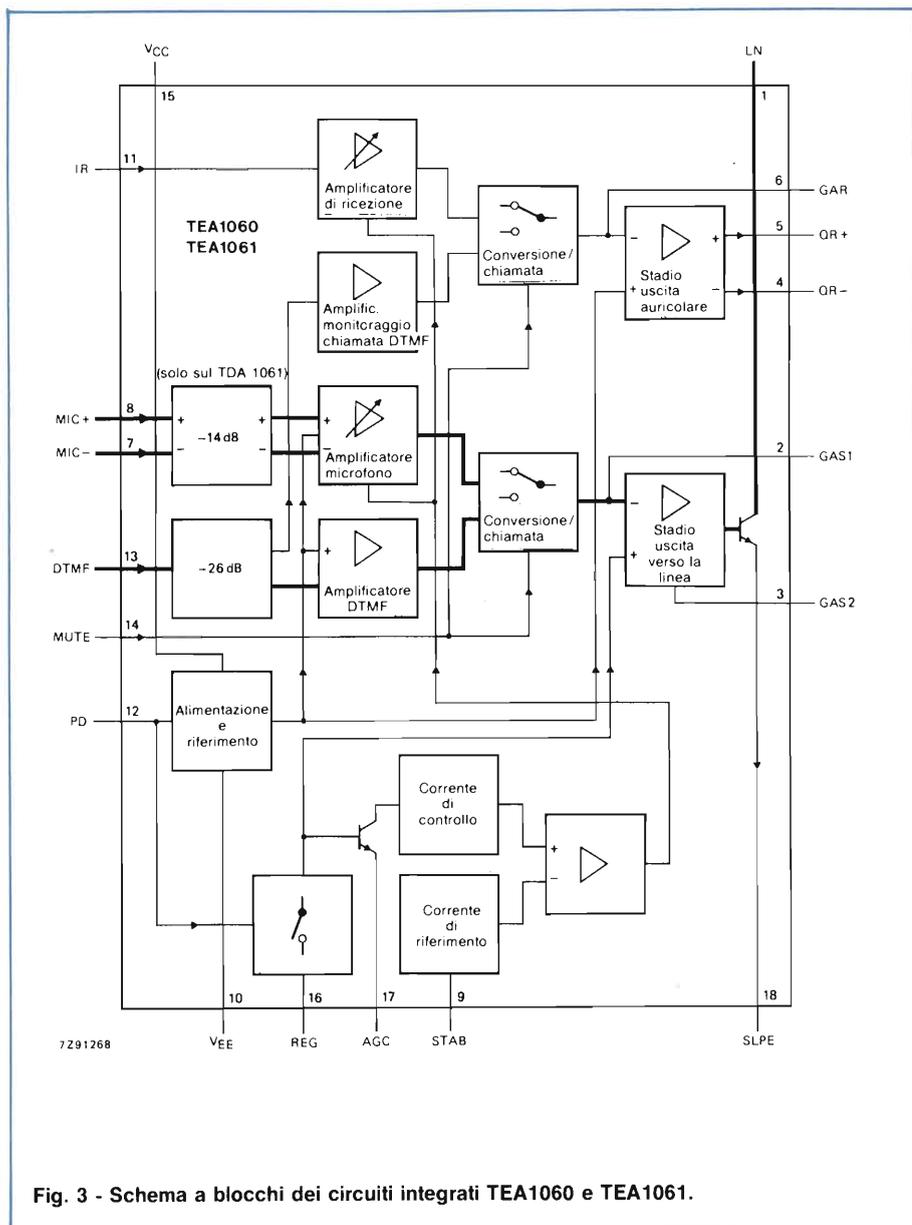



Fig. 3 - Schema a blocchi dei circuiti integrati TEA1060 e TEA1061.

chio telefonico con solo due fili. Le *figure 2a e 2b* illustrano questo tipo di realizzazione che necessita, come precedentemente spiegato, di distinte interfacce alla linea per i circuiti di parola e di chiamata.

Poichè i circuiti sono collegati a turno alla linea, l'integrato TEA1060/1061 è disattivato durante la chiamata DTMF, per cui non è in grado di fornire all'auricolare la nota acustica, né si può avere una commutazione dalla chiamata alla conversazione priva di disturbi. Il vantaggio che questa realizzazione presenta, consiste nella possibilità di sostituire la parte fonica convenzionale di un telefono collegando solo due fili (al posto del trasformatore ibrido). Inoltre, dato che i collegamenti tra la capsula telefonica del microfono e l'integrato sono molto corti, ne consegue un'alta immunità dalle interferenze ad alta frequenza.

Descrizione degli integrati TEA1060 e TEA1061

La descrizione si basa sullo schema a blocchi della *figura 3*.

ALIMENTAZIONE - La tensione proveniente dalla linea telefonica viene applicata a un regolatore di tensione che ha una resistenza interna statica regolabile, ed è compensato per la temperatura.

Pertanto, la variazione di tensione con la temperatura sarà molto ridotta, per esempio solo −2 mV/K quando la corrente sulla linea è di 15 mA. La tensione ottenuta sul circuito di stabilizzazione varia da 4,15 V a 6 V quando la corrente di linea varia da 5 a 100 mA.

In uscita è disponibile una alimentazione (V_{CC}) per circuiti periferici tipo microfono electret, circuito di chiamata a impulsi, circuito di chiamata DTMF o microcomputer. La tensione disponibile durante il silenziamento dipende dalla corrente di linea: se questa è di 15 mA, sono disponibili 2,2 V quando la corrente erogata è di 2,6 mA, arrivando a 3 V con una erogazione di 1,2 mA. Se la corrente di linea è più elevata, la tensione e la corrente disponibili aumentano. Si può elevare il loro valore aggiungendo un induttore o un giratore in parallelo al resistore da 620 Ω collegato tra i piedini LN e V_{CC} nello schema di *figura 4*.

MICROFONO - Tra l'entrata del microfono e la linea è inserito un amplificatore che ha un guadagno regolabile tra 44 e 60 dB, a seconda del valore del resistore inserito tra i piedini GAS1 e GAS2. Ovviamente anche il valore della frequenza di taglio superiore è regolabile. Un'interessante caratteristica dell'amplificatore è che il suo guadagno (in un campo da 0 a −6 dB), è proporzionale alla lunghezza della linea. Ciò comporta che quando la linea è più lunga e si ha di conseguenza una maggiore attenuazione dei segnali, l'aumento del guadagno tende a ridurre questo effetto negativo. L'integrato "sente" le variazioni di lunghezza della linea dalla corrente che riceve, poichè essa si riduce al crescere della lunghezza. Il campo delle correnti per cui interviene questa regolazione va scelto in base alle caratteristiche della connessione alla centrale telefonica, e determina il valore del resistore collegato al piedino AGC. L'amplificatore per il microfono nel TEA1060 ha una entrata simmetrica a bassa impedenza (4 Ω) ed è previsto per una capsula microfonica dinamica o magnetica. Nel TEA1061 invece è incorporato un attenuatore di 14 dB prima dell'amplificatore; di conseguenza il guadagno varia tra 30 e 46 dB e l'impedenza di ingresso aumenta

a 20 kΩ, consentendone l'impiego con un microfono piezoelettrico connesso in modo simmetrico o con una capsula electret collegata in modo asimmetrico.

CHIAMATA - Durante la chiamata i toni del circuito DTMF vengono applicati a un attenuatore a due uscite. Una di esse va a un amplificatore che invia la nota acustica all'auricolare durante la chiamata DTMF (per informare l'utente che tutto procede regolarmente), l'altra va all'amplificatore DRMF, che fornisce un guadagno da 18 a 34 dB tra l'entrata DTMF e la linea. Lo stadio di uscita trasmittente invia alla linea i toni DTMF o il segnale del microfono.

ASCOLTO - I segnali provenienti dalla linea sono applicati a un amplificatore che ha una impedenza di entrata di 20 kΩ e un guadagno regolabile in modo analogo a quello dell'amplificatore del microfono. Il resistore tra i piedini GAR e QR+ regola il guadagno, che varia da 17 a 33 dB se l'auricolare è pilotato in single-ended, mentre va da 23 a 39 dB se è pilotato in modo differenziale.

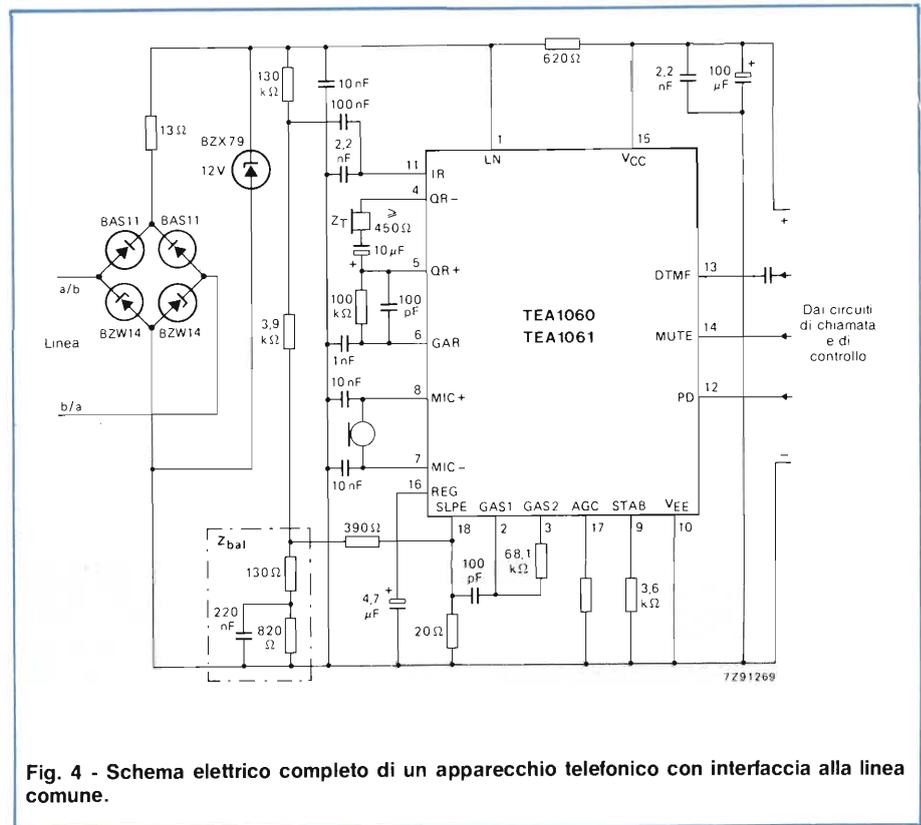



Fig. 4 - Schema elettrico completo di un apparecchio telefonico con interfaccia alla linea comune.

GLOSSARIO

PULSE DIAL (selezione ad impulsi):

È il sistema più antico ed è quello usato in Italia. Per inviare il numero 3 si interrompe 3 volte la corrente di linea per la durata di 60 ms ogni impulso e con una pausa di 40 ms tra gli impulsi.

ANTILOCALE

Dato che la voce viaggia nei due sensi sulla stessa linea a due conduttori, se non si adottassero accorgimenti, ogni utente riascolterebbe molto forte nell'auricolare la propria voce; la cosa sarebbe fastidiosa e in certi casi potrebbe portare ad inneschi. Nel telefono classico il microfono è accoppiato alla linea tramite un trasformatore ibrido e a una impedenza di bilanciamento. Il secondario del trasformatore alimenta l'auricolare e il circuito forma un ponte di Weatstone che attenua l'uscita audio del microfono sull'auricolare del medesimo apparecchio.
Se il ponte fosse perfettamente bilanciato non si udirebbe nulla, in pratica è impossibile ottenere un bilanciamento perfetto a tutte le frequenze e per ogni lunghezza di linea. La cosa non è nemmeno auspicabile perchè udire, un po' attenuata, la propria voce nell'auricolare dà una idea del buon funzionamento dell'apparecchio.
I due integrati trattati nell'articolo non necessitano del trasformatore, ma realizzano la funzione di antilocale sommando in opposizione di fase un po' del segnale erogato dal microfono a quello prelevato dalla linea.

DTMF (Dual Tone Multiple Frequency):

Sistema di chiamata telefonica in cui la selezione delle cifre è effettuata inviando in linea segnali b.f. di frequenza differente.
Ogni cifra è individuata dalla combinazione di due frequenze inviate simultaneamente sulla linea per breve durata. I valori si possono vedere sulla tabella che segue: per esempio il "2" si ottiene inviando insieme due note di 697 Hz e di 1336 Hz.

	1209	1336	1477	1633	→ nota di frequenza alta
697	1	2	3	A	
770	4	5	6	B	
852	7	8	9	C	
941	*	0	#	D	

↑
nota di frequenza bassa

L'amplificatore riceve i segnali dalla linea dopo che essi sono stati attenuati di circa 32 dB da una rete antilocale esterna collegata tra la linea (piedino LN), il piedino SLPE e l'entrata dell'amplificatore di ricezione. La rete antilocale cancella il segnale del microfono presente sulla linea sommandogli quello in opposizione di fase presente sul piedino SLPE.

L'auricolare è pilotato da uno stadio di uscita che ha una frequenza di taglio regolabile e uscite complementari. Si adotta il pilotaggio single-ended (impedenza di uscita 4 Ω) nel caso di auricolari a bassa impedenza (< 450 Ω) di tipo dinamico o magnetico, mentre nel caso di auricolari ad alta impedenza (> 450 Ω) di tipo dinamico, magnetico o piezoelettrico si utilizza il pilotaggio differenziale.

MUTE — L'entrata MUTE quando si trova a livello ALTO (> 1,5 V) inibisce il funzionamento degli amplificatori del microfono e della ricezione, e viene attivata durante la chiamata consentendo una commutazione senza disturbi tra la chiamata stessa e la conversazione.

Il guadagno tra l'entrata DTMF e l'uscita per auricolare durante la chiamata è minore di 43 dB rispetto al guadagno tra l'entrata dell'amplificatore di ricezione e l'auricolare durante la conversazione.

POWER-DOWN - L'entrata di POWER-DOWN consente di ridurre la corrente assorbita dall'integrato a 50 μA durante le interruzioni della corrente di linea nella chiamata a impulsi. In questo caso l'integrato ricava la sua alimentazione dalla carica accumulata su un condensatore di filtro collegato al piedino V_{cc}. Finchè l'entrata di power-down rimane attiva, il condensatore connesso al piedino REG non è collegato al regolatore di tensione, onde evitare la distorsione degli impulsi di corrente di linea generati durante la chiamata.

Fig. 5 - Schema elettrico completo del microtelefono di un apparecchio telefonico con interfacce alla linea separate.

Schemi completi di telefoni coi TEA1060 e TEA1061

La *figura 4* riporta lo schema completo di un apparecchio telefonico con interfaccia alla linea comune e con chiamata DTMF.

Se si adotta la chiamata a impulsi, occorre cambiare il livello di limitazione di tensione del circuito di protezione a diodi zener.

La *figura 5* invece mostra l'impiego dei TEA1060 e TEA1061 nella parte fonica quando si effettua l'installazione all'interno del microtelefono stesso. Di conseguenza la connessione all'apparecchio telefonico avviene tramite due soli fili e le funzioni di chiamata e di conversione sono separate. ■

TERMOMETRO AD ELEVATA RISOLUZIONE E BASSO CONSUMO

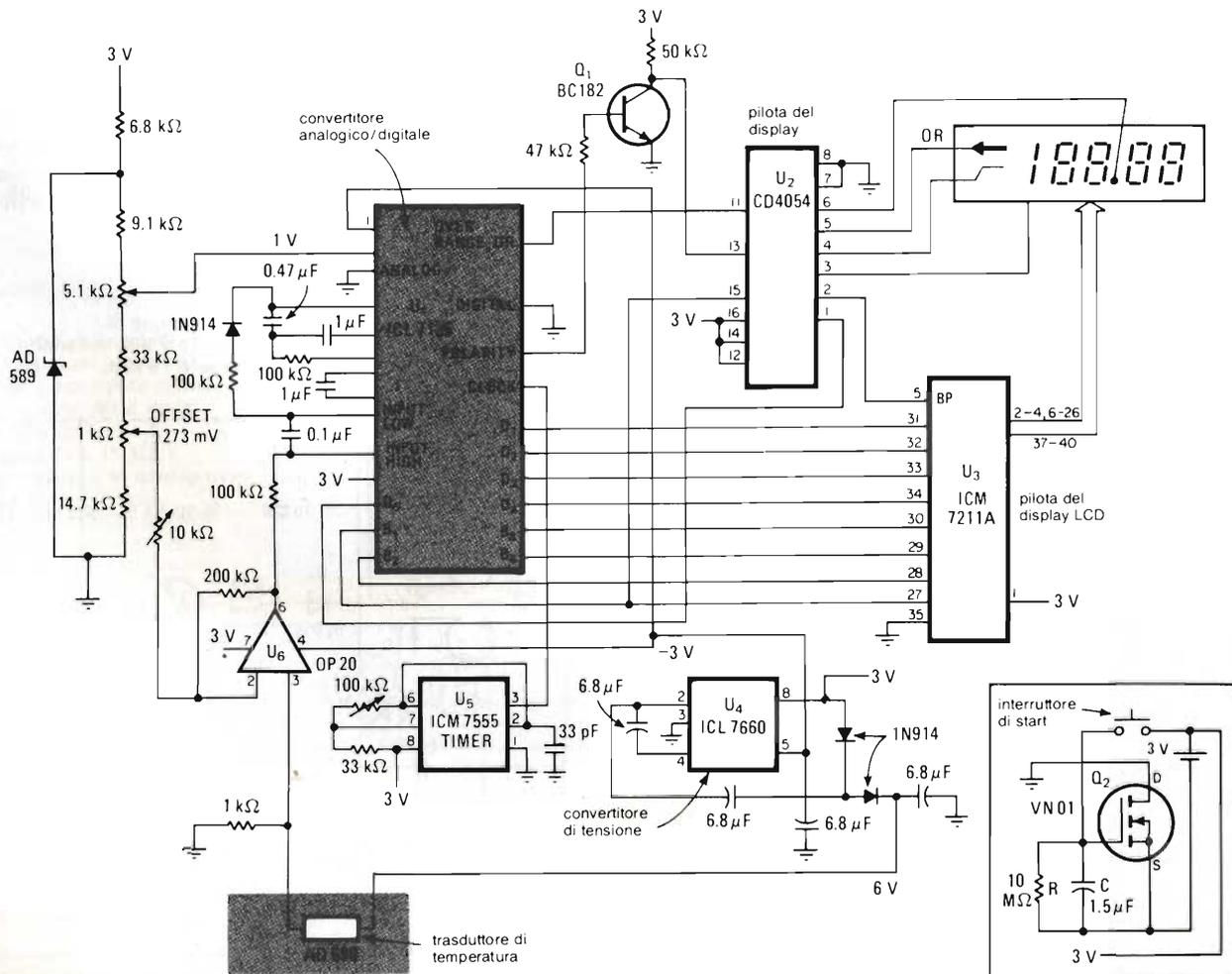
(M. Antonescu - Electronics)

Un trasduttore di temperatura della *Intersil*, un convertitore analogico/digitale, due c.i. per il comando di un display a cristalli liquidi, e pochi altri componenti permettono di realizzare un termometro molto sensibile che assorbe pochissima corrente. Questo circuito assorbe infatti 2,5 mA da una batteria al litio da 3 V, ed è in grado di misurare valori di temperatura con una risoluzione di 0,01 °C.

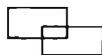
Un potenziometro da 5 kΩ (*figura 1*) s'incarica di applicare al convertitore analogico/digitale U1 una tensione di riferimento di 1 V, mentre un paio di potenziometri-trimmer presenti nel partitore di tensione d'ingresso vengono regolati per temperature comprese tra 0° e 100 °C. Il termometro avrà la risoluzione di 0,01 °C e un funzionamento sicuro nel tempo qualora i resistori e i potenziometri impiegati saranno rispettivamente ad ossido di metallo e cermet con una tolleranza dell'1%.

La tensione d'uscita dal trasduttore di temperatura AD 590 viene applicata al convertitore U1, che riceve il suo segnale di clock dall'integrato temporizzatore U5. I c.i. pilota U2 e U3 sono in grado di attivare il display a cristalli liquidi formato da 4 cifre e mezza.

Quando occorre misurare temperature in uno spazio ristretto, il calore irradiato dal trasduttore è sufficiente ad introdurre un errore di 0,05 °C. Per eliminare questo errore, si provvede a collegare la batteria ad una rete RC e ad un transistore FET Q2 (a destra in bas-

Fig. 1 - Termometro di precisione a lettura diretta. Viene alimentato con un batteria al litio da 3 V, e assorbe soltanto 2,5 mA. La misura della temperatura avviene con una precisione di 0,01 °C. Il display è a cristalli liquidi a 4 cifre e mezzo.

so nella figura). Dopo che si è premuto l'interruttore di start, il suddetto circuito assorbirà corrente per 10...15 secondi, il tempo sufficiente per poter fare una misura di temperatura stabile ed impedire al trasduttore di riscaldarsi. Il suddetto circuito fa inoltre sì che venga ridotto l'assorbimento dalla batteria.

Il convertitore di tensione U4 provvede a fornire una tensione di alimentazione negativa (—3 V) al convertitore A/D U1 e all'amplificatore d'ingresso U5.

Il circuito s'incarica inoltre di innalzare la tensione della batteria al valore di 6 V, richiesti dal trasduttore di temperatura AD 590. ■

SENSORE DI MOVIMENTO REALIZZATO MEDIANTE INTERRUTTORE INDUTTIVO A FESSURA

(Alex Roza)

Essenzialmente si tratta di un "oscillatore a interruzione" nel quale la bobina oscillatrice r.f. (e pertanto quella che fissa la frequenza) e la bobina di reazione vengono sistemate ad una certa distanza che, in definitiva, rappresenta la lunghezza della fessura.

In condizioni di oscillazione, facendo passare attraverso la fessura una linguetta metallica, si provoca l'interruzione dell'oscillazione. Questa interruzione, "rielaborata" in un opportuno stadio on/off, è in grado di dare all'uscita del circuito un segnale che potrà essere utilizzato sia per indicare la frequenza del passaggio della linguetta all'interno della fessura sia un analogo segnale di comando.

Interruttori a fessura analoghi, realizzati con due nuclei ad olla affacciati, contenenti le relative induttanze, sono molto più ingombranti. Nel nostro caso il sistema è più economico e più facile da realizzare in quanto le due induttanze sono costituite da due testine magnetiche di cancellazione, di quelle utiliz-

Fig. 1 - Schema dell'interruttore veloce a fessura funzionante con 9 V d'alimentazione (la distanza tra le testine è 10 mm).

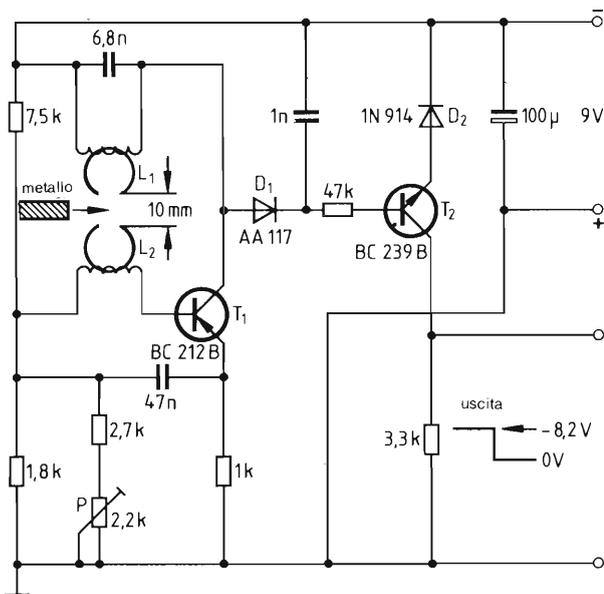



Fig. 2 - Come in fig. 1, ma in questo caso la tensione di alimentazione è 12 V e la distanza tra le due testine è 15 mm.

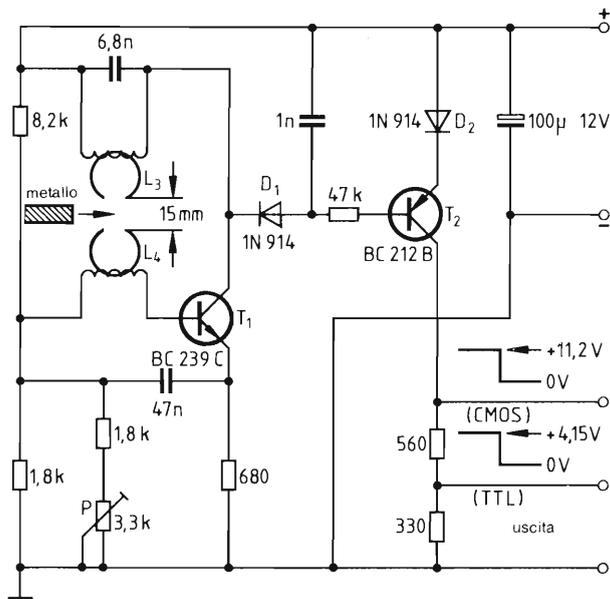
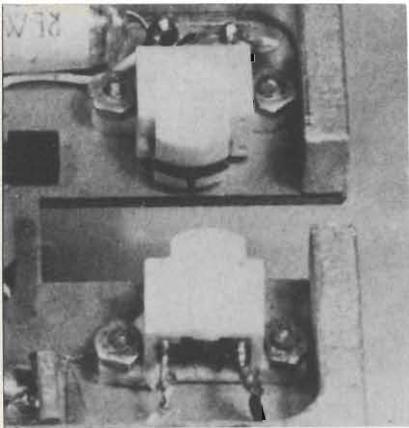



Fig. 3 - Fotografie delle testine affacciate sulla fessura.

zate nei registratori mono a cassetta (Ferrite; L = 0,25 ... 0,35 mH), per cui non è richiesta alcuna operazione di bobinaggio e il montaggio risulta estremamente semplificato.

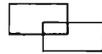
La *figura 1* indica una variante circuitale per tensione di alimentazione di 9 V; in questo caso, la larghezza della fessura (e cioè la distanza tra le due testine) ammonta a 10 mm.

Il segnale r.f. presente sul collettore di T1 (qui con frequenza f = 100...120 kHz), viene raddrizzato da D1 e livellato da un condensatore da 1 nF; il segnale livellato va a pilotare T2 il quale dà un'amplificazione di corrente superiore a 150.

Quando l'oggetto che passa attraverso la fessura, interrompe l'accoppiamento tra le due bobine, succede che l'oscillatore si interrompe e T2 si blocca. Attraverso T1 scorre una corrente di lavoro di circa 0,5 mA, corrente regolabile con il potenziometro P. Questa regolazione deve essere eseguita in maniera che l'oscillatore riprenda ad oscillare non appena l'oggetto metallico si allontana dalla fessura. All'uscita sono pertanto disponibili segnali con livello TTL o MOS.

Infine, un'osservazione: se l'oggetto si muove molto lentamente all'interno della fessura può succedere che, in corrispondenza di una determinata posizione del medesimo, si abbia su D1 una tensione oscillante sovrapposta alla tensione oscillante raddrizzata; questa componente alternata sovrapposta alla continua potrà essere considerevolmente ridotta portando il condensatore di carica al valore di 4,7 nF.

La massima frequenza di commutazione (di passaggi) arriva a 100 Hz; come tempo di ritardo (nel caso l'interruzione del flusso di accoppiamento avvenga repentinamente) si può prendere il valore di circa 0,2 ms.

Inglobando le testine in resina epossidica, il sistema può essere impiegato anche per misure e controlli nei liquidi. Il campo delle temperature di lavoro va da 0 a 50 °C. ■

UTILIZZO DI MOSFET COME RESISTORI DI CARICO FITTIZZI

(T.G. Barnet, EDN)

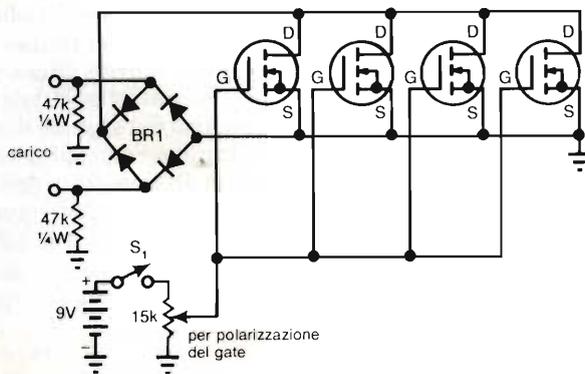
Fig. 1 - Carico resistivo fittizio "attivo" realizzato con 4 MOSFET di potenza. La corrente circolante in questo carico attivo viene regolata agendo sul potenziometro da 15 kΩ. I transistori utilizzati in questo caso sono i tipi IRFG 20 della International Rectifier; il ponte BR1 deve sopportare un picco inverso di 400 V e erogare una corrente di 15 A.

Per controllare il funzionamento di alternatori, dinamo, amplificatori di bassa frequenza ed altre apparecchiature (purché non siano generatori o amplificatori di r.f.) molto spesso si ricorre a *carichi fittizzi*. Solitamente si ricorre in questi casi a componenti *passivi* come resistori fissi, per esempio, ma questo sistema risulta costoso e ingombrante a causa del numero dei resistori richiesti per il corretto collaudo.

Questo problema, invero molto semplice, può essere elegantemente risolto ricorrendo a carichi fittizzi *attivi*, costituiti da transistori.

In particolare, nella *figura 1*, si vede come al posto dei resistori di potenza convenzionali vengano impiegati transistori MOSFET di potenza a canale N, capaci di dissipare tutta la potenza che normalmente verrebbe dissipata dai resistori. Questo sistema è poco ingombrante, richiede pochi componenti e costa relativamente poco.

Si sa che la resistenza di questi MOSFET ad arricchimento, tende a diminuire linearmente via via che si raggiunge il punto di saturazione del dispositivo; quest'ultimo, in assenza di tensione di polarizzazione, presenta una resistenza tra source e drain dell'ordine di molti megaohm, resistenza che assume bassi valori quando si applica al gate una tensione di polarizzazione positiva.

La saturazione del transistore viene raggiunta quando al gate si applicano 10 V di polarizzazione ed ovviamente,

in queste condizioni, nel dispositivo scorre tra source e drain, il massimo valore di corrente. Sempre in queste condizioni, la resistenza d'ingresso tra gate e source mantiene il suo valore elevato caratteristico il ché significa, bassissima corrente di gate.

C'é inoltre da sottolineare che, avendo i MOS di potenza un coefficiente di temperatura della resistenza *positivo* (la loro resistenza tende cioé ad aumentare con la temperatura), essi non possono andare incontro al "run-array" termico che porterebbe alla loro distruzione, e non hanno inoltre bisogno di resistori "ballast" da collegare in parallelo ad essi.

In questo caso, sono stati impiegati quattro transistori IRFG20 della International Rectifier. Questi transistori ammettono ciascuno tra drain e source una tensione di 200 V massimi, hanno una corrente di drain massima di 3,5 A, 40 W di dissipazione ed un valore di resistenza minima (condizione di saturazione) pari a 0,8 Ω. Collegati in parallelo, questi transistori assorbono 14 A di corrente di drain, dissipano 160 W e presentano una resistenza effettiva di 0,2 Ω.

Si tenga comunque presente che, nella scelta del particolare tipo di MOSFET da impiegare, occorrerà tener conto della *corrente* che deve circolare in questo carico fittizio, della *potenza* che in esso deve essere dissipata e della *resistenza* che esso deve avere nei confronti del generatore da controllare.

Lo "stadio d'ingresso" costituito da un raddrizzatore a ponte serve a fornire la corretta polarità ai MOSFET. I suoi resistori da 47 kΩ, collegati a massa, servono a dare una protezione elettrostatica ai MOSFET, dispositivi che, com'è noto, sono molto sensibili a questo tipo di scariche. Il potenziometro da 15 kΩ dovrà essere regolato in maniera da far circolare nei MOSFET il valore di corrente richiesto; quest'ultimo potrà essere misurato inserendo un amperometro nel circuito di alimentazione dei MOSFET.

Data l'elevata impedenza d'ingresso dei MOSFET, la batteria di polarizzazione del gate (9 V) potrà durare molti mesi. ■

GENERATORE D'IMPULSI CON CICLO DI UTILIZZAZIONE VARIABILE

Molte applicazioni, specialmente nel campo della regolazione della potenza, richiedono impulsi a frequenza e a ciclo di utilizzazione (duty cycle), entrambi variabili.

Il circuito riportato nella *figura 1* realizza quanto sopra utilizzando soltanto un circuito integrato (il TL074CN) e sei componenti passivi.

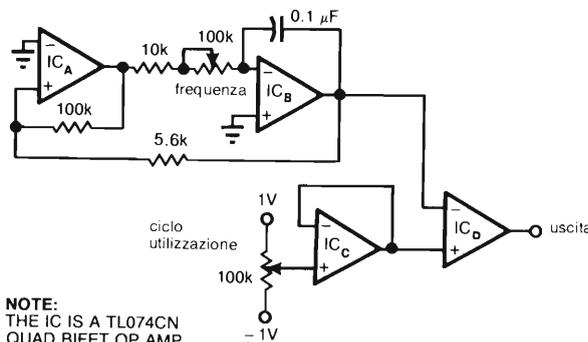
È in grado però di dare impulsi con valori di frequenza compresi tra 400 e 4000 Hz, con ciclo di utilizzazione da 1 al 99%, e con ampiezza appena di poco inferiore a ±15 V.

Per attenuare o incrementare questo valore della tensione di uscita basterà aggiungervi uno stadio amplificatore.

Impiegando i valori dei resistori indicati, e una tensione di alimentazione di ± 15 V si ottiene una forma d'onda con ± 1 V_{p-p} simmetrica rispetto massa.

Un "voltage follower" (IC_C) e un potenziometro da 100 kΩ provvedono a fornire una tensione di riferimento variabile di ±1 V.

Questa tensione di riferimento assieme alla forma d'onda triangolare precedentemente prodotta, vengono applicate agli ingressi rispettivamente positivo e negativo del comparatore IC_D.

Fig. 1 - Generatore d'impulsi a frequenza e a ciclo di utilizzazione (duty cycle) variabili. La frequenza degli impulsi può andare da 400 a 4000 Hz, il ciclo di utilizzazione dall'1 al 99%.
Il c.i. impiegato è il tipo TL074CN, un quadruplo OP-AMP a bifet.

Il circuito funziona così:

Un rivelatore di soglia (IC_A) e un integratore (IC_B) provvedono a produrre una forma d'onda triangolare. Una tensione positiva presente all'uscita di IC_A fa in modo che IC_B diventi una rampa ad andamento negativo. Quando l'uscita di questa rampa raggiunge un certo valore, IC_A, a causa della sua reazione positiva, cambia stato; la sua uscita cioè diventa negativa e l'integratore produrrà una rampa positiva. E così, questo processo continua a ripetersi.

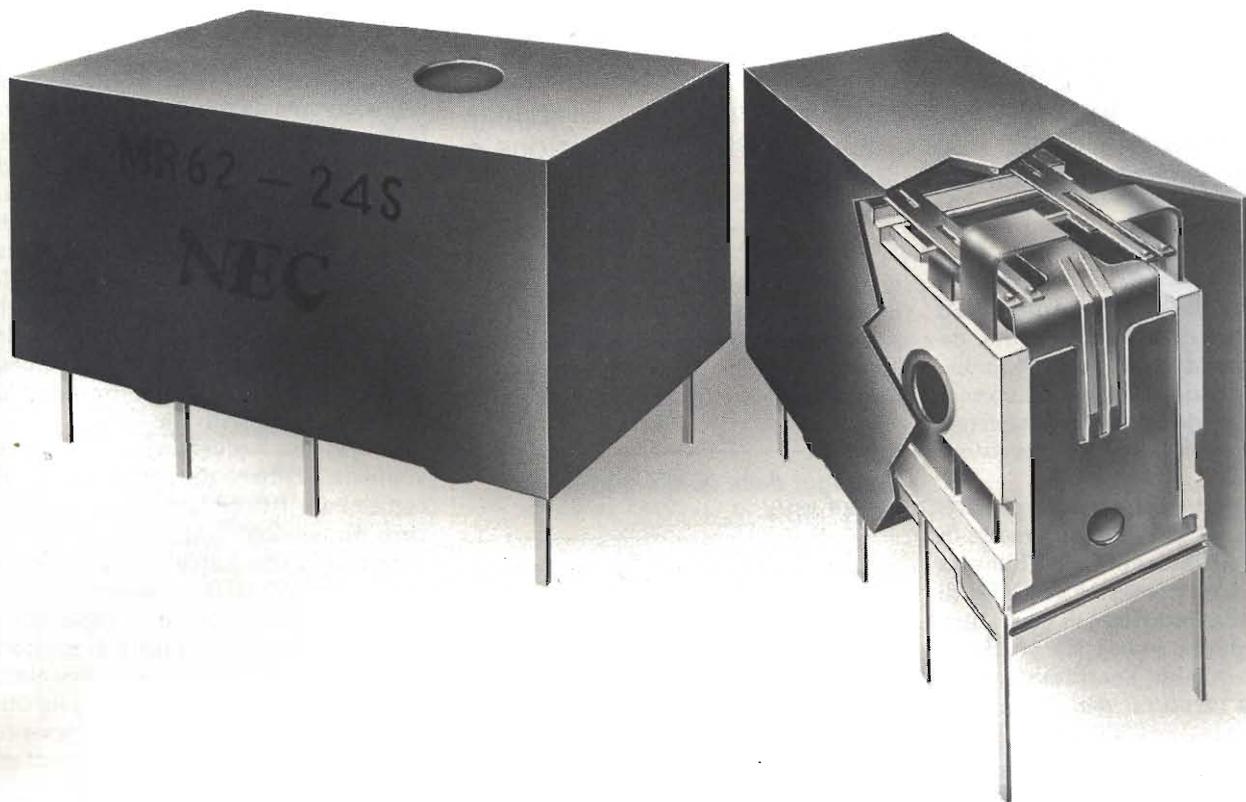
La tensione offset d'ingresso e la tensione di saturazione all'uscita di IC_A e il rapporto dei resistori nella loro rete di reazione positiva determinano l'ampiezza della forma d'onda triangolare prodotta.

È possibile fissare la tensione "trip" del comparatore in corrispondenza di qualsiasi punto della forma d'onda triangolare; l'uscita di IC_D cambierà in corrispondenza di quel punto.

Variando la tensione di riferimento, si va a variare il ciclo di utilizzazione dell'uscita del comparatore senza necessariamente alterarne la frequenza. Come pure è possibile cambiare la frequenza del segnale d'uscita del comparatore agendo sul potenziometro collegato all'ingresso negativo dell'integratore, e variando in questo modo il tempo d'integrazione, senza necessariamente produrre un'alterazione nel valore del ciclo di utilizzazione. ■

(T.G.Barnet - EDN)

IL PICCOLO GRANDE RELÈ

Fantasia

MR 62: Relè subminiatura con piedinatura "Dual in line"
Il relè subminiatura MR 62 Dual in line unisce alle dimensioni ridotte alte prestazioni di funzionamento.
La sua robustezza, affidabilità ed il costo interessante lo rendono particolarmente valido per applicazioni nel settore delle Telecomunicazioni e dell'Elettronica Industriale.

Caratteristiche:

- 2 contatti gemelli di scambio tipo CROSSBAR - biforcuti
- Configurazione dei piedini "Dual in line"
- Portata: 1,25A / 150 Vcc / 125 Vca
- Contatti in lega Ni-Ag ricoperti da 20 μ di Au
- Sigillatura in atmosfera inerte
  Può sopportare senza alcun danno i cicli di saldatura automatica ed i lavaggi con solventi
- Basso profilo
  Adatto per impieghi su circuito stampato a passo ristretto
- **Disponibile anche nella versione bistabile**
- Prodotto dalla NEC

Tecnologie avanzate per traguardi sempre più alti

Fitre S.p.A.
Divisione Componenti
20143 MILANO - via Valsolda 15
tel. 02/8463241 (8 linee)
telex 321256 FITRE I
00162 ROMA - via dei Foscari 7
tel. 06/423388-423356
30173 VENEZIA-MESTRE - via Fradeletto 14
tel. 041/951822

Disponibili anche presso i seguenti distributori:
ALTA - FIRENZE - tel. 055/712362
CO.GE.DIS - MILANO - tel. 02/471325
TECNIKA DUE - TORINO - tel. 011/687557
PI.CA ELETTRONICA - SCHIO (VI)
tel. 0445/670798

Per informazioni indicare **Rif. P 19** sul tagliando

CONVERTITORE PER LA BANDA DEI 23 CM

Gerd Koerner, DK2LR

Questo convertitore permette l'ascolto delle radiotrasmissioni sulle bande amatoriali, alle frequenze superiori ad 1 GHz, mediante un ricevitore per la banda dei 2 metri. La costruzione è abbastanza semplice ed alla portata di tutti.

Con il convertitore descritto in questo articolo, la banda dei 23 cm potrà essere ricevuta da tutti i radioamatori, anche se non dispongono della strumentazione specializzata necessaria per queste frequenze oppure non possiedono un convertitore già costruito.

Questo circuito ha molteplici possibilità applicative. Poichè al morsetto di uscita dell'oscillatore è disponibile una potenza in alta frequenza (1 GHz) di 100 mW, nulla impedisce di usare questo circuito anche come QRV per il trasmettitore. Poichè l'oscillatore, con una diversa taratura, può fornire anche una frequenza moltiplicata per 4, 5 o 6, la sezione dell'oscillatore può anche essere impiegata per le bande dei 12 cm e dei 9 cm, nonchè per ricevere i segnali dei satelliti meteorologici.

Vantaggi della media frequenza di 144 MHz

La scelta di una media frequenza di 144 MHz è la più vantaggiosa, perchè i ricevitori per la banda dei 2 m sono già piuttosto diffusi tra i radioamatori. Infatti, se la scelta fosse caduta, per esempio, su una media frequenza di 28 MHz, la frequenza dell'oscillatore sarebbe diversa da quella del segnale utile di una quantità pari al 2 % soltanto, mentre rispetto alla frequenza immagine fr - 2 FI = 56 MHz, questa differenza sarebbe del 4,3 %. In caso di insufficiente guadagno dello stadio preamplificatore d'ingresso ad alta frequenza, la cifra di rumore complessiva risulterebbe peggiorata di circa 3 dB, a causa del rumore del miscelatore, o del rumore generato dal preamplificatore che ha insufficiente selettività.

Una media frequenza così bassa presuppone l'utilizzo di circuiti oscillanti con elevato fattore di merito, che avrebbero dimensioni troppo ingombranti. Una media frequenza più elevata, per esempio di 432 MHz, causerebbe invece inconvenienti per quanto riguarda il trasmettitore. Infatti, oltre ai prodotti di fo + FI, fo - FI, eccetera, il miscelatore genera anche un segnale che ha una frequenza pari a 3 volte 432 MHz e produce irradiazioni parassite inammissibili durante la trasmissione.

Per scegliere la frequenza del quarzo dell'oscillatore, sono importanti le considerazioni di costo, nonchè quelle che riguardano le emissioni parassite nella banda televisiva. Il convertitore funziona ad una frequenza iniziale di 64 MHz, perchè i quarzi dimensionati per queste frequenze sono molto economici (quarzi per circuiti logici PLL e per CB).

I quarzi CB operano in genere ad una frequenza che è il triplo della fondamentale, cioè sono quarzi tagliati per 9 MHz. I querzi per i circuiti logici PLL (banda di 36...38 MHz) sono componenti a 12 MHz eccitati in seconda armonica. Non è perciò difficile ottenere con questi quarzi un oscillatore in quinta armonica, mentre con i quarzi CB l'oscillatore dovrà essere stabilizzato sulla settima armonica della frequenza fondamentale.

Per un quarzo CB, la frequenza può essere calcolata con la seguente formula:

$$\frac{f_q}{3} \cdot 7 = \frac{27{,}425\ \text{MHz}}{3} \cdot 7 =$$

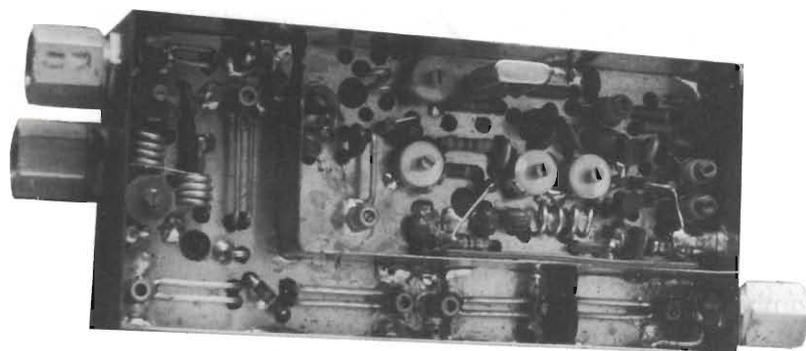
Per un quarzo PLL vale:

Vista interna del convertitore da 1296 a 144 MHz. In alto a destra è visibile la presa d'ingresso a 75 Ω, a sinistra in alto è riconoscibile l'uscita da collegare al ricevitore per la banda dei 2 m. La terza presa è un'uscita dalla quale è possibile prelevare un segnale di circa 100 mW a 1152 MHz.

Tabella 1: dati tecnici più importanti

Uscita in media frequenza	144 MHz
Larghezza di banda in media frequenza	>2,5 MHz
Larghezza di banda in alta frequenza	<25 MHz
Cifra di rumore F	2,5...3,5 dB (con BFR34A)
f_{osc}	1152 MHz (1110,3 MHz per il canale 5 ATV)
P_{osc}	>100 mW
Guadagno	30 dB (9 + 8 + 15)

Esempi di oscillatori (frequenze in MHz)
2320 MHz - 432 MHz = 1888 : 5 = 377,6 equivalenti a 62,93 (37,760)(26,970)
2320 MHz - 144 MHz = 2176 : 2 = 1088 : 3 = 362,666, equiv. a 60,4443 (36,260)
3456 MHz - 432 MHz = 3024 : 2 = 1512 : 4 = 378, equiv. a 63,000 (37,8)(27,000)
Con miscelatore armonico o stadio duplicatore aggiunto

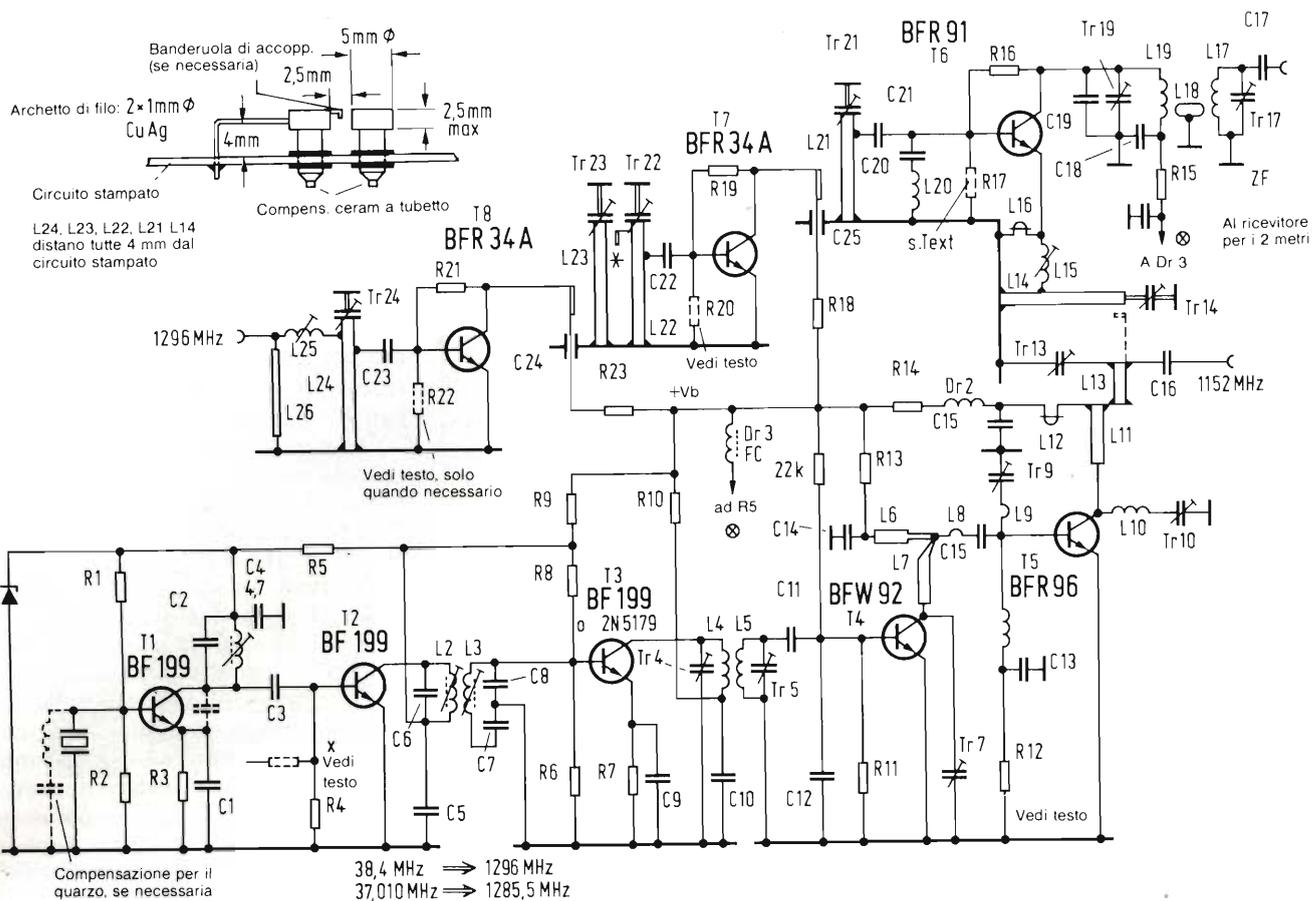



Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore 1296/144 MHz. Il circuito stampato facilita la costruzione pratica di questo dispositivo.

$$\frac{f_q}{3} \cdot 5 = \frac{38{,}4\ \text{MHz}}{3} \cdot 5 = 64\ \text{MHz}$$

Per questa frequenza fondamentale, saranno necessari i seguenti stadi moltiplicatori:

64 MHz . 2 = 128 MHz
128 MHz . 3 = 384 MHz
384 MHz . 3 = 1152 MHz

Occorre complessivamente una moltiplicazione per 18. Secondo l'equazione:

$$fr - fo = fi$$

si ottiene, con una frequenza di ricezione fr ed una frequenza di oscillatore fo, una frequenza intermedia fi di 144 MHz all'uscita. Inoltre, le frequenze dell'oscillatore non cadono entro le bande III, IV e V della televisione, e perciò non ci saranno inconvenienti durante la taratura dell'apparecchio con schermo aperto. Prima di passare alla descrizione del circuito, sarà opportuno leggere i dati tecnici in Tab. 1.

Un termostato per il quarzo permette una stabilità a lungo termine

Lo schema completo di questo convertitore da 1296 a 144 MHz è illustrato in *figura 1*. Verrà descritto per primo l'oscillatore. L'oscillatore armonico a 64 MHz (T1) pilota, tramite C3, lo stadio buffer T2 che funziona come duplicatore. L'oscillatore deve rispondere a particolari requisiti per quanto riguarda la stabilità di frequenza; infatti, la stabilità necessaria nel funzionamento SSB, che è di 100...200 Hz, deve essere convertita alla frequenza fondamentale del quarzo:

$$\frac{1152\ \text{MHz}}{9} = 128\ \text{fach};$$

ciò significa che è necessaria una stabilità in fondamentale <2 Hz.

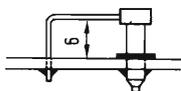
Il quarzo può non funzionare bene per il servizio SSB persino quando sia sottoposto a variazioni di temperatura. Desiderando una stabilità a lungo termine, sarà opportuno impiegare un termostato.

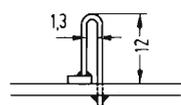
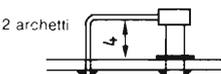
Il duplicatore è seguito da un filtro passa-banda formato da C6 ed L2-L3, che è accoppiato per via capacitiva, tramite C7 e C8, ad una presa del triplicatore T3. Un altro filtro passa-banda (L4, Tr4-L5, Tr5) filtra la frequenza di 384 MHz, che viene poi applicata, tramite il partitore capacitivo C11, C12, allo stadio di potenza T4. L'uscita di questo stadio contiene già frazioni della frequenza finale di 1152 MHz. Un circuito di accoppiamento e di adattamento (L6, L7, Tr7-L8, C15) porta entrambi i segnali allo stadio di potenza T5 dell'oscillatore, che funziona come triplicatore.

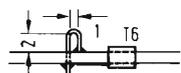
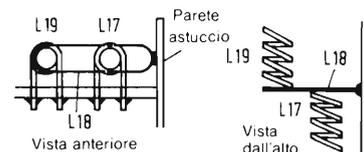
Circuiti oscillanti in serie (idler), applicati all'ingresso ed all'uscita di T5, servono per migliorare l'efficienza ed adattare il segnale a questo stadio. All'uscita viene impiegato un circuito λ/2 con sintonia capacitiva, che serve a filtrare in modo grossolano il prodotto

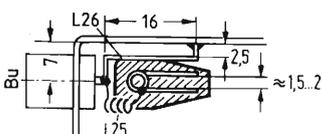
Tabella 2 - Costruzione delle bobine

L1* 5 spire su rocchetto da 4 mm, non spaziate, nucleo rosa
L2* 7 spire su rocchetto da 4 mm, non spaziate, nucleo grigio chiaro
L3* 7 spire su rocchetto da 4 mm, non spaziate, nucleo grigio chiaro
(avvolgere sempre in senso destrorso, dal basso verso l'alto)
L4 · 2 spire su mandrino da 4 mm — 1 mm sopra la superficie del circuito stampato, regolare
L5 · 2 spire su mandrino da 4 mm — la spaziatura delle spire di tutte le bobine ad 1,8 mm

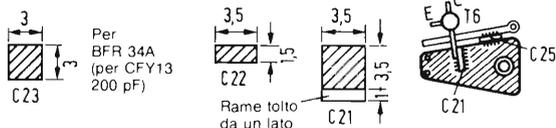
L9 ·

L10+ 2 spire su mandrino da 2,5 mm: 1 mm sopra il circuito stampato

L12 · Saldare la forcella al chip

L13 ·

L15* 2 spire su mandrino da 2,5 mm; saldare ad una distanza di 1 mm dall'involucro del transistore

L16 · Forcella sulla faccia superiore del circuito stampato; se necessario per motivi di taratura, accorciare la fenditura di 2 mm con stagno.

L17 · 4 spire su mandrino da 4 mm; 1 mm sopra il circuito stampato
L18□ Formare una spira di accoppiamento tra L17 ed L19; terminale freddo collegato a massa
L19 · 4 spire su mandrino da 4 mm; 1 mm sopra il circuito stampato

L20* 5 spire su mandrino da 2,5 mm
L25* 3 spire su mandrino da 2,5 mm (versione con BFR34)
L25* 4 spire su mandrino da 2,5 mm (versione con CFY13)

L26 ·

· = Filo rame argentato diam. 1 mm
* = Filo rame smaltato diam. 0,55 mm
□ = Filo rame smaltato diam. 0,3 mm

Dr1 FC (perlina di smorzamento in ferroxcube) con una spira di filo di rame smaltato diam. 0,3 mm
Dr2 7 spire filo smaltato diam. 0,3 mm, su mandrino da 2,5 mm
Dr3 FC con 1 spira filo rame smaltato diam. 0,3 mm

I condensatori a chip C21, C22 e C23 dovranno essere saldati alla pista di rame del c.s. epossidico (spessore 0,4 mm uguale a circa 12 pF/cm quadrato)

con frequenza di 1152 MHz. La linea λ/4 accorciata (L12) serve ad eliminare il segnale a 384 MHz ed adatta l'uscita del triplicatore.

Il circuito L14-Tr14 (con banda passante molto stretta) preleva dal segnale d'uscita la piccola potenza necessaria per lo stadio miscelatore T6. Il livello della potenza, che viene applicata allo stadio miscelatore tramite il partitore di tensione induttivo L15 ed L16, verrà regolato tarando queste induttanze. All'uscita dello stadio miscelatore, cortocircuitato con C19 per il segnale dell'oscillatore e per quello d'ingresso, appare il prodotto amplificato fr - fo della miscelazione.

Seguendo ora il percorso del segnale d'ingresso, si osserva che esso raggiunge il circuito a linee risonanti (L24-Tr24) tramite L25, che è regolabile in modo da permettere il corretto adattamento. Viene così pilotato, tramite un partitore capacitivo (C23, CeT8), il primo stadio preamplificatore T8. Una piccola spira di accoppiamento, collegata all'uscita, adatta la bassa conduttanza d'uscita all'elevata impedenza del filtro di banda ad accoppiamento capacitivo formato da L23, Tr23-L22, Tr22.

Un altro partitore capacitivo, formato da C22 e da CeT7, trasferisce il segnale allo stadio successivo T7, alla cui uscita è collegata una spira di accoppiamento, uguale a quella prima descritta, che permette l'adattamento al circuito d'ingresso dello stadio miscelatore. Lo stadio miscelatore è accoppiato tramite il partitore C21-CeT6. Per mantenere bassa la retroazione di collettore di questo stadio, la base è cortocircuitata, per la media frequenza, mediante un circuito oscillante in serie L20-C20.

Poichè le perdite del cavo alla frequenza di 1296 MHz possono essere elevate, viene in generale impiegato un preamplificatore a basso rumore direttamente collegato all'antenna ricevente. In alcune applicazioni potrebbe rivelarsi addirittura necessario approfittare del rumore eccezionalmente basso di un FET al Ga As per formare lo stadio d'ingresso del convertitore. Nel circuito presentato in questo articolo, è possibile montare, con poche modifiche, l'economico componente CFY 13 della Siemens.

Per poter ottenere un elevato fattore di merito, necessario anche per la media frequenza di 144 MHz, senza un

Fig. 2 - Circuiti oscillanti a cavità in forma "ridotta". Utilizzando segmenti di circuito oscillante uniti a linee risonanti a filo od a bandella, sono state ottenute dimensioni complessive del montaggio abbastanza ridotte.

Fig. 3 - Piste di rame del circuito stampato. La faccia superiore rimane completamente ramata, eccettuati i fori per i terminali dei componenti che devono essere saldati soltanto alla faccia inferiore: intorno a questi fori, il rame dovrà essere asportato per un diametro di 2,5 mm: questi fori sono appositamente contrassegnati nella figura 9 (disposizione dei componenti).

eccessivo impegno di carattere meccanico e mantenendo ridotte le dimensioni, ed inoltre per poter utilizzare gli economici circuiti stampati in materiale epossidico, è stato necessario rinunciare quasi del tutto all'impiego dei conduttori risonanti a striscia. I circuiti a cavità risonante hanno buoni fattori di merito, ma purtroppo sono poco maneggevoli e presentano notevoli problemi costruttivi di carattere meccanico. In questo circuito vengono invece impiegati settori di circuito oscillante a cavità, come illustrato in *figura 2.*

La sola saldatura non è sufficiente

Potrebbe essere utilizzata, con ottimi risultati, una larga striscia di lamierino piegata ad "U" che, grazie alla bassa corrente in alta frequenza presente in corrispondenza al terminale capacitivo "caldo", può essere senz'altro costruita con dimensioni ridotte, senza diminuire il fattore di merito. Questi vantaggi vengono utilizzati nel convertitore per ottenere circuiti oscillanti il più possibile semplici e di ridotte dimensioni. I conduttori della corrente principale sono ricavati dalla superficie ramata del circuito stampato, mentre le parti "calde", soggette a perdite dielettriche, sono montate superiormente, ad una certa distanza dal materiale dielettrico epossidico, in forma di fili o strisce di lamierino.

Il fatto che la superficie di massa si trova, per così dire, all'interno del circuito, viene utilizzato per accoppiare i diversi elementi costruttivi. L'impedenza del circuito diviene sempre più elevata man mano che si sale verso l'alto, a partire dal punto di massa del compensatore. Un ulteriore vantaggio di questa soluzione è che il percorso della corrente principale del segmento di risuonatore non deve essere stagnato all'interno del circuito stampato: vengono in tal modo evitate le perdite dovute all'"effetto pelle".

Il montaggio avverrà su una lastra ramata per circuiti stampati incisa sulle due facce, secondo la traccia illustrata in *figura 3.* In questa figura è disegnata la faccia inferiore della basetta, mentre la faccia superiore rimane completamente ramata e forma un piano di massa. Sono facilmente riconoscibili gli elementi di risuonatore a cavità, che sono già stati illustrati in *figura 2.* In Tabella 2 sono elencati i dati costruttivi delle bobine L1...L26 e delle impe-

Dopo aver praticato le forature sul circuito stampato, togliere la ramatura del piano di massa per un diametro di 2,5 mm intorno ai fori nei quali passano i terminali che non devono essere saldati a massa. I resistori R21, R19, R16 dovranno essere del tipo per alta frequenza, a bassa capacità propria. L8 è ricavata dai due terminali di collegamento di C15. Saldare perciò questo condensatore ad una profondità maggiore o minore, a seconda delle necessità di taratura (in media 5 mm). La parete divisoria dovrà essere saldata dopo aver montato tutti gli altri componenti.

I transistori BFR34A e BFR91 hanno una frequenza limite di 5 GHz. Per evitare oscillazioni spontanee nel primo stadio preamplificatore di alta frequenza, dovute alle caratteristiche reattive dei conduttori di collegamento, è opportuno montare il resistore microminiatura da 100 Ω, come mostrato in *figura 4,* im parallelo al conduttore di accoppiamento: alla frequenza di 1,3 GHz, questo resistore è elettricamente neutro.

Per mantenere minime le perdite in alta frequenza, il valore ottimale di

Fig. 4 - Se il transistore d'ingresso entra in oscillazione, collegare un resistore in miniatura da 100 Ω in parallelo alla pista di rame di accoppiamento.

Fig. 5 - Per poter regolare la giusta tensione di collettore, è necessario determinare il valore dei resistori di base.

Fig. 6 - Un FET al Ga As, che sostituisca il transistore d'ingresso, permette di ottenere ottimi risultati: in questa figura sono illustrati i componenti supplementari necessari per questa modifica.

R12 sarà di 700 Ω, e comunque non dovrebbe essere inferiore a 100 Ω, perchè altrimenti potrebbero aver luogo in T5 fenomeni di miscelazione parametrica.

I transistori T6, T7 e T8 sono stabilizzati in modo semplice ma efficace. Poichè i transistori sono direttamente saldati al circuito oscillante, occorrerà trovare i valori resistivi di polarizzazione con il sistema mostrato in *figura 5*. Quando Vc è troppo elevata, vuol dire che la resistenza di Rb è troppo elevata. Se Vc è leggermente troppo bassa, potrà essere utile un resistore supplementare, saldato tra base e massa. Se Vc fosse invece molto bassa, Rb dovrà essere sostituito con il valore immediatamente superiore nella serie normalizzata.

Se per T8 è stato impiegato un CFY13, è consigliabile ricorrere ad ulteriori misure protettive, ottenute mediante diodi zener. Il FET al Ga As deve avere una tensione negativa applicata al gate. Per un funzionamento sicuro, non è opportuno applicare questa tensione di polarizzazione tramite un resistore di source, collegando a massa il piedino di source tramite un condensatore a chip. Sarà invece molto più semplice prelevare la tensione negativa necessaria dal punto X del convertitore stesso, come mostrato in *figura 1*.

L'elevato guadagno del CFY13 rende indispensabile uno schermo divisorio tra l'ingresso e l'uscita dello stadio a FET. In *figura 6* sono illustrati i componenti supplementari necessari, le cui caratteristiche limite sono elencate in Tabella 3. I collegamenti del transistore e le sue dimensioni sono illustrati in *figura 7*, insieme allo schema consigliato per il montaggio sul circuito stampato.

Source
4min
4min
Gate
45°
Drain
CFY13
Source
0,55
0,15
1,8max
0,6
Φ2,1
2,55
CFY13
nti di saldatura
Source
Resina epossidica
2,6
Rivetto forato 3mmΦ
Strato di rame

Fig. 7 - Contenitore del CFY 13 (FET al Ga As) e consigli per il montaggio sul circuito stampato: durante la saldatura, osservare le consuete precauzioni.

Fig. 8 - Quando venga impiegato un FET (per esempio CFY 13) all'ingresso, i componenti aggiunti devono essere saldati sul lato delle piste di rame.

Per non effettuare, sin dall'inizio, la taratura dell'oscillatore su una frequenza errata, sarà opportuno misurare prima di tutto questa frequenza con uno strumento digitale. Non avendo a disposizione un frequenzimetro per frequenze superiori ad 1 MHz, se ne potrà costruire uno molto semplice (per frequenze da 800 a 5000 MHz) utilizzando un normale risonatore a tubo di ottone, costruito secondo lo schizzo illustrato in *figura 10*. Se il diametro del pistone di misura è di soli 3 mm, tuffato in un tubo del diametro di 30 mm e, senza tener conto del fattore di accorciamento, potrà essere determinata con sufficiente precisione la frequenza di un segnale, fino a 2 o 3 MHz, utilizzando la formula:

$$F_{res}(GHZ) = \frac{75}{l\,(mm)}\ ;\ l\,(mm)\ \frac{75}{F\,(GHz)}$$

Questo frequenzimetro può anche essere impiegato per frequenze superiori a 3 GHz. La precisione di misura alle frequenze più elevate dipenderà molto dalla precisione costruttiva. Se è disponibile un segnale di riferimento a 1152 MHz, sarà opportuno tarare la scala partendo da questo punto e tracciando una scala millimetrata in entrambe le direzioni. Per la taratura, sono disponibili all'uscita dell'oscillatore anche i multipli di 384 MHz (x 4, x 5 e x 6 - banda dei 12 cm): questi segnali hanno una sufficiente ampiezza. La perdita di inserzione del frequenzimetro è inferiore a 2 dB alla frequenza di 1152 MHz.

La taratura dovrà essere eseguita procedendo con i seguenti passi:

Fig. 9 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato.

Fig. 10 - Un frequenzimetro di modello insolito: un tubo di ottone permette, con qualche lavorazione meccanica, di ottenere un risuonatore che può misurare frequenze da 800 a 5000 MHz.

Tabella 3 - Dati limite per il CFY 13

Tensione drain-source Vds	5 V
Tensione gate-source V_{gs}	—0,5...+0,5 V
Corrente di drain I_{ds}	100 mA
Potenza dissipata P_{tot}	500 mW
Temperatura del cristallo T_k	125 °C

Controllare per prima cosa se il quarzo oscilla. Dissintonizzare verso l'alto e verso il basso il circuito oscillante L1, fino a quando la corrente di collettore di T2 non diminuisce più, e poi regolare fino ad ottenere la massima corrente in T2. Interrompere poi il conduttore che porta la corrente, richiudendo subito dopo il circuito: il quarzo dovrà riprendere immediatamente ad oscillare, altrimenti sarà necessario apportare una leggera correzione ad L1.

Misurare la caduta di tensione ai capi di R10. Tarare L2 ed L3 per la massima corrente in T3.

Collegare il voltmetro ad R13 e tarare Tr4 e Tr5 fino ad ottenere la massima corrente in T4. Tarare poi Tr7...Tr9, fino ad ottenere la massima corrente in T5, con il voltmetro collegato ai capi di R14.

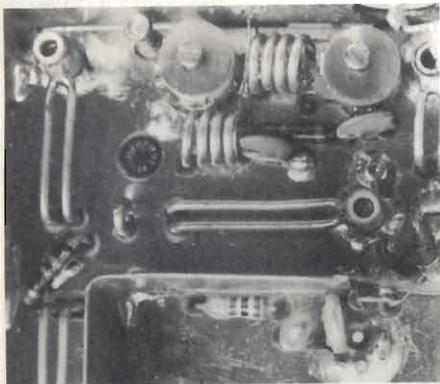



Fig. 11 - Un circuito di accoppiamento a filo serve ad accoppiare L17 (bobina in alto a destra) ad L19 (bobina in basso a sinistra). Il terminale di questa spira viene saldato alla massa del telaio.

Dovrebbe essere ora possibile osservare una deviazione sull'indicatore di alta frequenza. Regolare Tr9...Tr13 fino ad ottenere la massima potenza d'uscita ad alta frequenza. Ripetere tutte le regolazioni, ora con il solo scopo di ottenere la massima potenza d'uscita in alta frequenza.

Una volta ottenuto il valore di 3...4 V, estrarre completamente il nucleo di Tr14 e poi riavvitarlo lentamente finchè sull'indicatore della tensione d'uscita apparirà un "dip". Regolare il circuito oscillante Tr14 fino ad ottenere la massima profondità di questo "dip", che dovrebbe raggiungere un valore pari al 3...5 % della tensione d'uscita.

Escludere il funzionamento dei prestadi in alta frequenza. Collegare all'uscita il ricevitore di media frequenza e regolare Tr19 e Tr17 in modo da ottenere il massimo rumore (10...20 dB, a seconda del ricevitore impiegato).

Regolare L15 al valore medio: il rumore proprio dello stadio miscelatore dovrà diminuire di circa 6 dB quando l'oscillatore è attivo. In questa condizione, regolare Tr21 della linea risonante L21, in modo da ottenere il massimo livello di rumore.

Sarà possibile osservare un "dip" positivo nella corrente di collettore del miscelatore. Il circuito oscillante d'ingresso dello stadio miscelatore è ora tarato alla frequenza dell'oscillatore, di 1152 MHz. Diminuire C fino ad ottenere un secondo, debole, punto di massimo nella curva del rumore.

Mettere in funzione i preamplificatori di alta frequenza, estrarre al massimo i nuclei di Tr22 e Tr23, riavvitandoli poi lentamente fino a che appariranno i punti di massimo del rumore. Applicare al convertitore il segnale d'ingresso e regolare tutti i circuiti oscillanti (Tr24, Tr23, Tr22, Tr21) fino ad ottenere la massima lettura sullo strumento.

Nota: non avendo a disposizione un adatto segnale, potrà essere usato come generatore di segnali un trasmettitore CB con frequenza di 27,005 MHz. Infatti, 27,005 x 48 = 1296,24 MHz. Il risultato sarà più affidabile di quello ottenuto con un costoso generatore di segnali non stabilizzato a quarzo.

Attaccare e staccare il primo preamplificatore di alta frequenza (che funzionerà come una specie di generatore di rumore) e regolare, con L15, l'ampiezza del segnale di oscillatore applicato al miscelatore fino ad ottenere la massima differenza di rumore quando lo stadio ad alta frequenza viene inserito e disinserito (ritoccare anche la regolazione di Tr14).

Applicare il segnale d'ingresso. Il primo stadio in alta frequenza è ora in funzione. Variare alternativamente il valore di L25 (mediante piegatura) e di Tr24 fino ad ottenere la massima sensibilità. Per questa regolazione è necessaria una sorgente di segnale precisa, costante ed attenuabile (generatore di rumore).

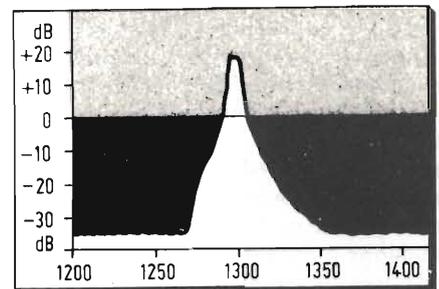



Fig. 12 - Curva di selettività del circuito.

Nota: i valori dati sono riferiti ad un'impedenza di 75 Ω (vedi tabella 2 delle bobine). La massima sensibilità verrà ottenuta quando il circuito oscillante d'ingresso sarà leggermente dissintonizzato verso le frequenze più basse.

Grazie alle figure molto particolareggiate, questo convertitore potrà essere costruito anche dai radioamatori che non siano ancora sufficientemente pratici dei fenomeni caratteristici di questa banda di frequenza. Poichè alcuni componenti impiegati sono di tipo "non comune", essi potranno essere richiesti alla ditta Andy's Funkladen (Admiralstrasse 119, 2800 Bremen 1). Usando i componenti adatti, non dovrebbero insorgere difficoltà costruttive insormontabili. La curva di selettività di questo dispositivo è illustrata in *figura 12*.

CARICABATTERIE, INVERTITORE, ALIMENTATORE: UN SOLO APPARECCHIO

Dipl. Ing. Josef Becker

Il compatto apparecchio descritto in questo articolo è in grado di svolgere tre distinte funzioni: è un caricabatterie in grado di caricare accumulatori da 12 V con una corrente massima di 10 A, un alimentatore per ricetrasmettitori SSB con potenza di uscita di picco di 100 W ed un invertitore portatile in grado di erogare una corrente alternata a tensione di rete (220 V/50 Hz/ 150 VA). L'intero apparecchio occupa un volume di 3,3 decimetri cubi ed è un alimentatore veramente universale.

I radioricevitori, gli strumenti di misura e tutti gli altri apparecchi per impiego mobile vengono quasi sempre alimentati mediante accumulatori da 12 V. Nel funzionamento in postazione fissa, l'apparecchio descritto in questo articolo costituisce un alimentatore, che può essere contemporaneamente impiegato come potente caricabatterie a regolazione automatica. Non sempre gli apparecchi e gli utensili usati per lavorare od effettuare misure all'esterno possono essere alimentati in modo indipendente dalla tensione di rete. Per alimentare questi apparecchi, sarà indispensabile un generatore universale di tensione di rete (220 V) alimentato a batteria, cioè un cosiddetto invertitore o chopper.

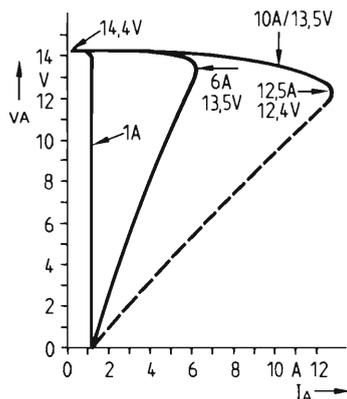



Fig. 1 - Linee caratteristiche tensione - corrente, quando il caricabatterie - invertitore - alimentatore viene impiegato per caricare accumulatori con diverse correnti di carica regolate.

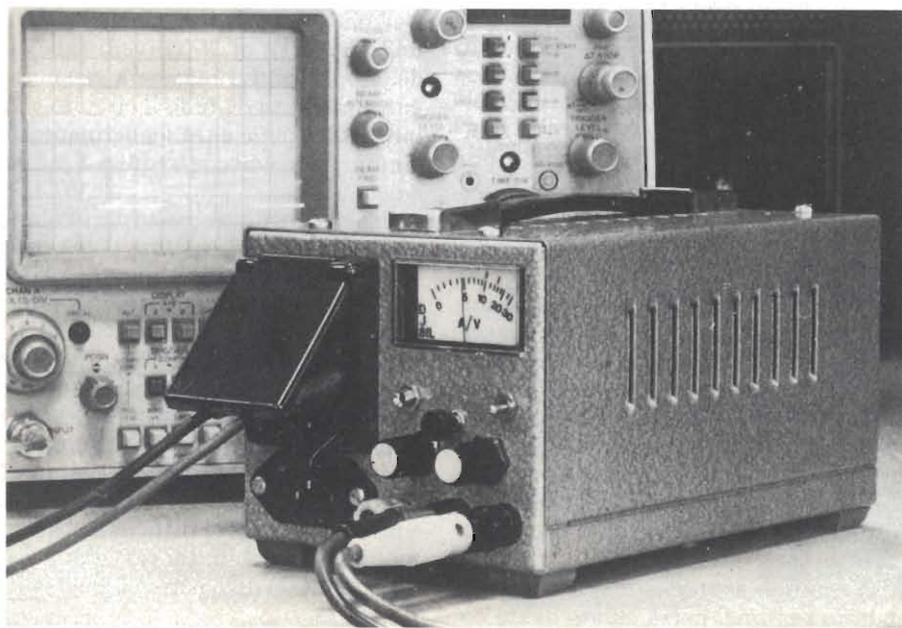
Tutte e tre le funzioni descritte in precedenza possono essere unificate in un unico apparecchio, cosicchè i componenti più costosi ed ingombranti vengono utilizzati una sola volta per tutti e tre gli scopi. Il progetto ed il dimensionamento dell'apparecchio verranno esaurientemente descritti, affinchè sia possibile adattare senza difficoltà il circuito a potenze nominali diverse da quella descritta in questo articolo. Sono state particolarmente curate le misure precauzionali contro l'azionamento errato ed il sovraccarico.

Per alimentare circuiti molto sensibili, questo apparecchio fornisce inoltre una tensione d'uscita stabilizzata regolabile tra 1,5 e 15 V, con un carico ammissibile di 0,5 A.

Funzionamento come caricabatterie per auto

Gli accumulatori di elevata capacità potranno essere caricati a fondo in circa 12...24 ore, ovvero la corrente nominale di carica in A è pari al 4...8 % della capacità in Ah. Una batteria completamente scarica, la cui tensione a vuoto sia già molto bassa, dovrà essere caricata inizialmente con una corrente minore.

Per la carica rapida, è ammessa una corrente pari a cinque volte quella nominale. In questo caso sarà però necessario tenere sotto controllo la tensione della batteria, nonchè la tensione alla quale inizia a svilupparsi gas in corrispondenza agli elettrodi. La batteria al piombo di 12 V ha una tensione di formazione di gas alla superficie degli elettrodi pari a 14,4 V (2,4 V per ciascun elemento). Per un accumulatore al nickel-cadmio, questa tensione è di 15,5 V (1,55 V per elemento). Per la carica in tampone oppure protratta a lungo, è consigliabile usare una tensione di 13,5 V per le batterie al piombo da 12 V ed una tensione di 14,5 V per le batterie al nickel-cadmio.

Gli accumulatori al Ni-Cd ermetici non vengono presi in considerazione

per le potenze impiegate in questo campo. In caso di necessità, sarebbe comunque consigliabile usare soltanto celle a carica rapida, costruite appositamente per queste applicazioni.

A partire dai suddetti valori sperimentali, sono state disegnate le caratteristiche corrente / tensione illustrate in *figura 1*, che permettono di determinare l'andamento della regolazione elettronica nel funzionamento come caricabatterie. La corrente massima di carica è regolabile tra 1 e 10 A, mentre la corrente di carica iniziale, in caso di cortocircuito è prestabilita ad un valore costante di 1 A. Questo caricabatterie è pertanto protetto automaticamente contro i cortocircuiti ed i brevi ed elevati sovraccarichi. La protezione contro i sovraccarichi prolungati (termici) è compito di un contatto bimetallico fissato al dissipatore termico dei transistori di potenza. Questo contatto interrompe la corrente primaria del trasformatore quando la temperatura del telaio supera i 70 gradi centigradi.

I collegamenti della batteria al dispositivo di carica non dovrebbero essere intercambiabili, perchè un collegamento a polarità invertita della batteria provocherebbe quantomeno la bruciatura dei diodi del rettificatoreiii

Funzionamento come alimentatore

Calcolando approssimativamente la potenza necessaria per alimentare un trasmettitore a transistori a banda laterale unica con 100 W di potenza d'uscita di picco (PEP = Peak Envelope Power), è possibile constatare che un caricabatterie da 10 A con limitatore di tensione è dimensionato perfettamente per questo scopo. Esperimenti coronati

Fig. 2 - Quando questo apparecchio funziona come invertitore, viene ottenuta una tensione d'uscita a gradini.

da successo sono stati effettuati con una radiomobile Atlas 210.

I ricetrasmettitori di questa classe di potenza hanno un trasmettitore a transistori a larga banda, che copre l'intera banda di frequenze da 1,5 a 30 MHz. Secondo i dati forniti dal costruttore, un simile stadio finale necessita, con una modulazione a due toni (RTTY), di una potenza Po = 50 W (corrispondenti a 100 W PEP) e, con una corrente di riposo di 0,5 A, la potenza d'ingresso dovrebbe essere:

$$Pi = 13{,}6\ V\ .\ 8{,}7\ A = 118\ W$$

In base a questa formula è possibile calcolare il rendimento $\eta = Po/Pi = 42\%$

Con la modulazione a voce, la potenza media in alta frequenza è parecchio inferiore. Per aumentarla un poco, vengono impiegati, nel traffico DX, i cosiddetti "clipper", detti anche "elaboratori di voce". Con questo accorgimento è possibile ottenere al massimo una potenza d'uscita media pari a Po = 40% PEP, cioè proprio il valore relativo alla modulazione a due toni. Il livello d'ingresso per il solo stadio finale avrà perciò il seguente valore massimo:

$$Pi = 1/\eta\ .\ 0{,}4\ .\ PEP = 95\ W$$

Calcolando ancora 15 W in più per gli stadi piloti del ricetrasmettitore, l'alimentatore dovrà mettere a disposizione una potenza c.c. di 110 W; il trasformatore di alimentazione dovrà perciò avere una potenza di 175 VA.

Non è necessario stabilizzare la tensione di alimentazione per il trasmettitore SSB, in quanto questa stabilizzazione peggiorerebbe considerevolmente il rendimento dell'alimentatore. A seconda delle caratteristiche del segnale vocale, possono apparire elevate correnti impulsive, che vengono assorbite senza inconvenienti dai condensatori di livellamento opportunamente dimensionati. Per proteggere il trasmettitore a transistori, potrà essere però utilizzato il circuito di limitazione della tensione a 14,4 V, previsto nell'apparecchio descritto in questo articolo. Il dispositivo di regolazione della corrente di carica lascia passare brevi picchi di sovracorrente.

Funzionamento come invertitore per 220 V/50 Hz

Gli invertitori (apparecchi che trasformano una corrente continua in una corrente alternata di tensione uguale o diversa) più usati sono basati su oscillatori liberi in controfase, la cui frequenza viene determinata mediante saturazione magnetica del nucleo del trasformatore. Questa frequenza, come pure l'ampiezza d'uscita, dipendono fortemente dalla tensione della batteria. Le componenti induttive e capacitive della corrente nel carico influenzano notevolmente la frequenza, e ciò distur-

Tabella 1: Prestazioni dell'apparecchio usato come invertitore

a) Valori nominali nel funzionamento a carico, con Vbatt = 12...11,65 V

P_o	0	46	89	129	163	W
P_i	7,5	62	117	169	222	W
I_{batt}	0,6	5,2	9,9	14,4	19,1	A
η	0	74	76	76	73	%
V_{oeff}	219	214	208	204	198	V

b) Valori nominali nel funzionamento a vuoto

V_{batt}	10	12	14,4	17	V
I_{batt}	0,77	0,63	0,52	0,45	A
P_i	7,7	7,5	7,5	7,6	W
V_{oeff}	209	219	231	240	V

Tabella 2 - Dati dei trasformatori per alimentatori ed invertitori

Nucleo in lamierino dinamo IV	M102a	EI106b	M102b	SM102a	SM102b	EI120b	EI150b	
PN = Po come trasformatore di rete	100	125	150	175	250	250	375	VA
Pw = Po come invertitore	80	100	120	140	200	200	300	VA
Transistori per la commutazione	2	2	4	4	4	4	6*)	pezzi
Avvolgimento primario	770	580	525	610	420	600	470	spire
Densità di corrente	3,0	2,5	2,8	3,0	2,8	2,1	1,7	A/mm2

* *I piloti di figura 3 non sono sufficienti per 6 transistori chopper*

ba gli utilizzatori equipaggiati con motori del tipo a massa oscillante in risonanza (rasoi elettrici) o con motori sincroni.

Un convertitore pilotato con un segnale proveniente dall'esterno ha un migliore rendimento, particolarmente per i carichi più bassi. In questi dispositivi il trasformatore è avvolto per una "frequenza di oscillazione libera" più bassa di quella alla quale deve funzionare l'invertitore (per esempio 40 Hz) e perciò non raggiunge la saturazione quando funziona normalmente. La corrente di magnetizzazione rimane bassa e pertanto è ridotta anche la corrente assorbita a vuoto. Un oscillatore separato pilota la cadenza di commutazione dei transistori chopper, e solo questo determina la frequenza alla quale funziona il dispositivo.

Il valore efficace della tensione d'uscita dovrebbe rimanere costante entro il ± 10%, sia tra il funzionamento a vuoto e quello a carico nominale che per variazioni della tensione di batteria tra 11 V e 15 V. Questo risultato può essere raggiunto facilmente, e con un buon rendimento, mediante la regolazione della larghezza degli impulsi. Viene ottenuta la tensione d'uscita a gradini illustrata in *figura 2*: questa forma d'onda ha il vantaggio di rendere il rapporto tra valore di picco e valore efficace più prossimo a quello di un'onda sinusoidale che a quello di un'onda rettangolare. La Tabella 1 mostra alcuni dati tecnici di questo circuito.

La grande maggioranza degli utilizzatori potrà funzionare senza inconvenienti anche con tensioni di rete non esattamente sinusoidali: sarà così possibile fare a meno del (voluminoso) filtro necessario per rendere sinusoidale la forma d'onda della tensione d'uscita. In Tabella 2 sono stati raccolti i dati tecnici dei trasformatori disponibili in commercio la cui potenza nominale è adatta sia al funzionmento come trasformatori di rete che come invertitori non saturati. I due avvolgimenti bifilari a bassa tensione devono essere dimensionati in modo che, nel funzionamento come trasformatore di rete e con il numero di spire primarie consigliato, possano fornire una tensione alternata efficace a pieno carico di 2 x 12,3 V.

L'invertitore sopporta anche sovraccarichi elevati di breve durata, fintan-

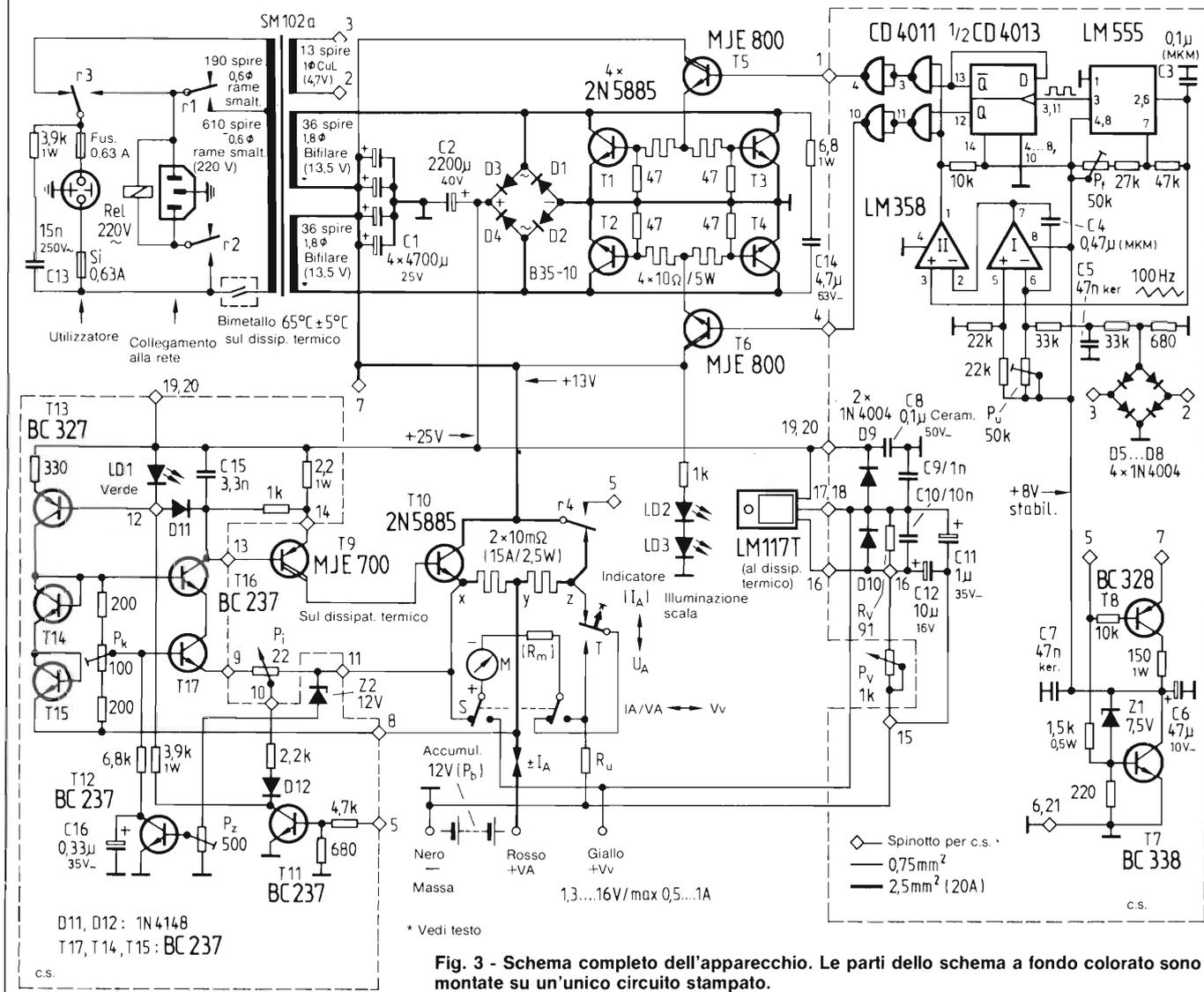



Fig. 3 - Schema completo dell'apparecchio. Le parti dello schema a fondo colorato sono tutte montate su un'unico circuito stampato.

Tabella 3 - Componenti speciali impiegati nell'apparecchio

Trasformatore a nucleo avvolto e tagliato SM102a, con avvolgimento secondo i dati di figura 3.
Interruttore bimetallico a 65°C ± 5 °C, tipo UP3; ditta M.K. Mueller, Pforzheim;
Mobiletto metallico in lamierino d'acciaio, dimensioni 121 x 102 x 200 mm, tipo TG8; Ditta B. Pfeifer, Heinsberg;
Presa Schuko, con scatola portafusibili;
Relè a quattro scambi, contatti da 15 A, bobina a 220 V c.a./40 mA;
Transistori di potenza e Darlington (Motorola)
Connettore lineare, con 21 spinotti dorati, DIN 41617;
Lamierino di manganina, spessore 0,4 mm, dimensioni 37 x 25,5 mm

Fig 4 - Particolari del circuito della corrente principale a 12 V. c) Lo shunt, ricavato da un lamierino di manganina, deve essere tarato al giusto valore asportandone una parte con la lima.

to che non interviene l'interruttore termico montato sul dissipatore. I due transistori chopper vengono protetti contro il cortocircuito ed i forti sovraccarichi mediante due fusibili ritardati inseriti nel circuito a 220 V. Non si deve temere un rapido surriscaldamento, perchè il guadagno di corrente diminuisce molto rapidamente con l'aumento della corrente di collettore.

Particolarità del circuito

Lo schema complessivo (*figura 3*) mostra, in alto a sinistra, il circuito a 220 V. Dalla parte dell'avvolgimento secondario, è possibile osservare il rettificatore ed il gruppo del chopper, ai quali sono collegati il generatore di frequenza ed il regolatore della larghezza degli impulsi, formati da quattro circuiti integrati. Gli stadi di pilotaggio vengono alimentati tramite uno stabilizzatore per transistore di 8 V (T8, Z1, T7).

A sinistra di questi componenti, nella metà inferiore della figura, è possibile osservare il generatore della tensione ausiliaria (1,3...15 V), equipaggiato con il circuito integrato LM117T, vicino al quale c'è il circuito di batteria, ed infine il regolatore della corrente di carica, che è piuttosto complicato. I componenti speciali impiegati sono elencati in Tabella 3.

Circuito a 220 V

Gli utilizzatori a 220 V vengono collegati all'apparecchio mediante una presa "Schuko" (con contatto di terra). Superiormente a questa presa dovrà essere montata una scatola contenente due portafusibili, del tipo usato per le stufe elettriche. La tensione di rete viene prelevata per mezzo di una spina unificata. In parallelo ai contatti della spina d'ingresso è collegato il relè R, che commuta dall'alimentazione di rete al funzionamento come invertitore quando manca la tensione di rete, ed effettua l'operazione inversa quando la tensione di rete ritorna. Questo apparecchio e l'accumulatore collegato formano pertanto un completo gruppo di continuità per alimentazione di emergenza.

Il LED LD1 è l'indicatore di presenza della tensione di rete, montato sulla parte sinistra dell'apparecchio, sotto allo strumento di misura. Ad un lettore attento non sarà sfuggito il fatto che uno dei due contatti del relè (r1 ed r2) è superfluo per il funzionamento sinora descritto. I contatti saranno però tutti necessari quando occorre una completa protezione contro i contatti accidentali, anche quando vengano collegati utilizzatori difettosi.

Circuito di batteria

Tra il morsetto +V a per la batteria (e rispettivamente per gli utilizzatori a 12 V) ed il trasformatore, è inserito un "ponte di misura" che serve a tenere sotto controllo la corrente nel circuito a 12 V. Per poter meglio comprendere il funzionamento di questo circuito, esso è stato disegnato separatamente in *figura 4*. Il doppio shunt, con 2 resistori da 10 mΩ ricavati da lamierino di manganina (*figura 4c*), permette di utilizzare la medesima ampiezza di scala per entrambe le direzioni della corrente (±IA); non è perciò necessario montare uno strumento con scala a zero centrale. Per questo strumento sarà possibile utilizzare un economico misuratore di tensione d'uscita (VU-meter) per amplificatori, modificandone la scala. La

Fig. 5 - Diagramma degli impulsi del regolatore di tensione dell'invertitore (vedi anche nel testo).

caratteristica pressochè logaritmica di questi strumenti a magnete mobile fa sì che la parte iniziale della scala sia allargata, ed in questo settore potranno essere lette senza difficoltà anche le correnti più basse. Lo shunt fornisce una tensione di misura di 200 mV quando la corrente è di 20 A; di conseguenza, lo strumento impiegato dovrà essere eventualmente adattato mediante un resistore in serie Rm. Un pulsante T collega lo strumento di misura al resistore in serie e lo dispone in parallelo all'accumulatore e rispettivamente all'utilizzatore, per misurare la tensione in questi punti. Per esempio, per uno strumento da 500 μA con scala da 20 V, il resistore Ru dovrà essere da 40 kΩ. Azionando il deviatore S (montato a destra sul pannello dell'apparecchio, sotto lo strumento di misura), verrà indicato il valore della tensione ausiliaria variabile Vv = 1,3...15 V.

Parte elettronica del chopper

I transistori di commutazione T1 e T4 sono dimensionati abbondantemente (200 W, 25 A), in modo da poter resistere anche a brevi sovraccarichi (con l'eventuale intervento dei fusibili). A carico nominale possono essere assorbiti, al massimo, 9 A. Con questo livello d'uscita, il guadagno di corrente è ancora elevato (> 22) e la caduta di tensione è bassa (VCEsat ~ 0,4 V). Perchè sia disponibile la necessaria corrente di base (2 . 0,4 A), sarà sufficiente interporre, tra la logica CMOS di pilotaggio ed i transistori di potenza, uno stadio Darlington (T5 e rispettivamente T6).

E' stato scelto come generatore di sincronismo un multivibratore a 100 Hz basato sul ben noto circuito integrato LM555; esso possiede un'eccellente stabilità nei confronti delle oscillazioni di temperatura. La frequenza dell'invertitore potrà essere regolata, con Pf, da 45 a 65 Hz. La tensione d'uscita ad onda rettangolare dell'oscillatore forma il segnale di sincronismo per il flip flop divisore (CD4013), il quale attiva

Fig. 7 - Telaio - dissipatore termico, costruito in alluminio spesso 2 mm: su questo telaio verranno montati tutti i componenti di potenza.

Fig. 6 - L'apparecchio è costruito in modo abbastanza compatto, perciò è consigliabile seguire attentamente le istruzioni date nel testo, per non incorrere poi in difficoltà di raffreddamento.

alternativamente, tramite due porte AND, i due rami del chopper.

Al secondo ingresso di ciascuna delle due porte AND è applicato il segnale di controllo della larghezza degli impulsi, ed il rapporto tra impulso e pausa viene derivato dalla tensione dell'avvolgimento di misura del trasformatore (tensione di 5 V). In questo modo, vengono raggruppati tutti gli influssi che possono essere esercitati sulla tensione d'uscita dell'invertitore, compresa la perdita ohmica nel circuito a 220 V. Dovendo tener conto, nella regolazione, anche della resistenza dell'avvolgimento sul lato a tensione di rete, la tensione di misura dovrà essere prelevata proprio da questo punto, per esempio tramite un secondo piccolo trasformatore (220 V/5 V).

Il diagramma degli impulsi tracciato in *figura 5* illustra il modo in cui funziona il regolatore della larghezza degli impulsi. Uno stadio integratore LM358 (I) determina il comportamento del regolatore durante il periodo transitorio. Esso confronta una parte della tensione di misura rettificata (regolabile mediante Pu) con il valore fisso di +4 V, ricavando una tensione di regolazione V (al piedino 7) per il comparatore LM358 (II). Con Pu è anche possibile aggiustare la tensione di uscita Vo. All'altro ingresso del comparatore è applicata la tensione ad onda triangolare proveniente dal condensatore temporizzatore C3. Il comparatore lascerà libera la porta AND fintanto che V(C3) è più positiva di V(7).

L'induttanza parassita del trasformatore si manifesta in forma di picchi di sovratensione in corrispondenza a ciascuna commutazione dei transistori chopper: l'ampiezza di questi picchi potrà raggiungere i 100 V o più. Con l'aiuto di due circuiti RC (C13, C14) verrà però ottenuta una curva completamente priva di picchi. Scompare anche la maggior parte del ronzio causato dal trasformatore.

Ulteriori scostamenti della forma d'onda rispetto alla forma ideale a gradini hanno luogo in Vo, a causa dell'energia magnetica immagazzinata nel trasformatore. Dopo l'interruzione di uno dei rami transistorizzati, questa energia si disperde nel carico: in questo modo, essa produce una gibbosità di polarità inversa in Vo (cfr. figura 5). Durante il funzionamento a vuoto (linee *tratteggiate*) o con carichi molto bassi, questo impulso di contraccolpo raggiunge il livello della tensione d'uscita: esso viene limitato a questo valore mediante un diodo volano (D1 oppure D2), in modo da poter rinviare alla batteria l'energia magnetica in eccesso. Durante il funzionamento a carico, D1 e D2 formano un rettificatore a due semionde: completandolo con D3 e D4, per formare un circuito a ponte, potrà essere prelevata ai capi di C2 la tensione quasi doppia 2 . VA. Questa maggiore tensione verrà utilizzata nello stabilizzatore Vv (LM117T) e per il regolatore della corrente di carica.

Non appena viene applicata all'apparecchio la tensione di rete, il transistore T8 viene interdetto mediante il contatto r4 del relè. T7 riceve una forte corrente di base e chiude in cortocircuito la tensione di alimentazione stabilizzata che pilota l'invertitore; tutti i transistori del chopper saranno perciò privati dell'alimentazione.

Il circuito del generatore di tensione ausiliaria variabile Vv è stato progettato secondo le istruzioni del produttore. D9 e D10 proteggono il regolatore di tensione integrato dalle correnti parassite che si sviluppano in caso di cortocircuito all'ingresso oppure all'uscita. Il rumore ed il ronzio residuo presenti in Vv hanno un livello massimo di 3 mVp-p, anche durante il funzionamento come invertitore, con un carico di 160 W.

Quando all'apparecchio è collegata la tensione di rete, il transistore T11 viene mandato in conduzione tramite il contatto r4 del relè, lo spinotto 5 del circuito stampato ed il resistore da 4,7

Fig. 8 - Su questo circuito stampato dovranno essere montati tutti i componenti di piccola potenza.

Fig. 9 - Disposizione dei componenti sul circuito stampato di figura 8.

kΩ; viene inviata corrente al LED LD1 e, attraverso D12, al regolatore della corrente di carica Pi, T17, T16 e T9. Di conseguenza, T10 sblocca il percorso della corrente principale (*figura 4a*). La corrente di carica, attraversa gli shunt x-y, dove produce una caduta di tensione che interdice nuovamente T17 (primo stadio amplificatore di regolazione inserito nel circuito di base), fintanto che Vxy non raggiunge il livello della controtensione V11-10, prodotta in Pi dalla corrente che passa in D12.

Per ottenere la corrente massima di carica, Pi deve essere regolato al finecorsa sinistro (piedino 9). Il valore di IAmax determina il valore del resistore da 2,2 kΩ. Alla regolazione minima di Pi (cursore al piedino 11), non viene prodotta nessuna controtensione. Invece di questa, viene regolata, tramite Pk, una corrente minima costante Ik, per esempio di 1 A. Poichè la corrente attraverso D12 ed il resistore da 2,2 kΩ è praticamente proporzionale alla tensione di uscita VA, in caso di sovraccarico IA diminuisce in ugual misura di VA: si ottengono in questo caso le curve caratteristiche "ripiegate" di *figura 1*. Se avviene un cortocircuito, rimane soltanto la corrente minima Ik.

Per regolare la corrente di carica, viene utilizzata una tensione di misura relativamente piccola (Vxy ≦ 10 mΩ . 10 A = 100 mV). A causa di ciò, la differenza di temperatura tra T14, T15 e T17 non può assumere valori troppo elevati: una ΔT ~ 5oC provoca già un errore di 10 mV, che corrisponde a + o - 1A nella corrente di carica. Per ridurre il calore sviluppato da T17, è stato inserito lo stadio cascode T16. La tensione di uscita viene controllata mediante Z2, Pz e T12. Quando VA supera il livello di soglia predisposto con Pz, T12 interdice il regolatore della corrente di carica, pilotando la base di T17. C15 e C16 garantiscono la stabilità della regolazione IA-VA in tutte le condizioni di funzionamento.

Costruzione compatta

La costruzione di questo apparecchio dovrebbe essere eseguita in modo analogo a quello illustrato in *figura 6*. Sul fondo concavo del mobiletto, proprio dietro ai componenti del pannello frontale, a destra dovrà essere montato verticalmente il doppio shunt da 2 . 10 mΩ ed a sinistra il relè. Il nucleo a lamierino avvolto del trasformatore forma il basamento del modulo "elettronica di potenza". Una delle cornicette di impaccaggio del trasformatore dovrà essere piegata di 180 gradi, in modo che risulti disponibile, posteriormente in alto ed anteriormente in basso, un'aggraffatura di montaggio per il telaio piegato ad U, che è anche il dissipatore termico (*figura 7*).

I terminali di collegamento dell'avvolgimento bifilare (2 . 36 spire) dovranno essere disposti sul lato sinistro: soltanto in questo modo, questi terminali potranno essere collegati a T1...T4, con fili della minor lunghezza possibile muniti di capicorda alle estremità. In *figura 7* è disegnato uno schizzo in esploso del montaggio finora descritto. I collegamenti di massa dei transistori di potenza sono formati da corti spezzoni di filo a forte sezione (diametro 1,5 mm), saldati con una notevole quantità di stagno ad un morsetto serrafilo centrale filettato M3. La parete ripiegata posteriore del dissipatore termico è alta 27,5 mm, quella anteriore è alta 77,5 mm, sempre misurati in corrispondenza ai bordi interni.

I cinque grandi condensatori elettrolitici (C1 e C2) devono essere saldati sovrapposti e fissati con i terminali di sinistra alla parete anteriore del dissipatore termico mediante due isolatori passanti (+13 V e +25 V); i terminali di destra sono invece fissati ad un capocorda ad occhiello avvitato alla parete anteriore del dissipatore. Immediatamente a sinistra dei condensatori, proprio sotto la piega, dovrà essere ricavata, mediante lima, una cava di passaggio per la presa multipla a 21 poli. La costruzione è compatta, e perciò il cablaggio al pannello anteriore è piuttosto laborioso.

Nulla vieta di inserire l'apparecchio in un mobiletto più grande, dove potrà essere montato con minori difficoltà, e soprattutto sarà più facile eseguire eventuali riparazioni.

Quasi tutti i componenti di bassa potenza sono montati su un circuito stampato che ha le dimensioni di 66 x 66 mm (*figura 8*): la disposizione dei componenti è illustrata in *figura 9*. Un connettore lineare a 21 poli, montato sul lato delle piste di rame (*figura 10*) permette di collegare il circuito stampato alla parte elettronica di potenza ed al fascio di fili proveniente dal pannello anteriore. Affinchè lo stabilizzatore integrato LM117T non possa oscillare, la

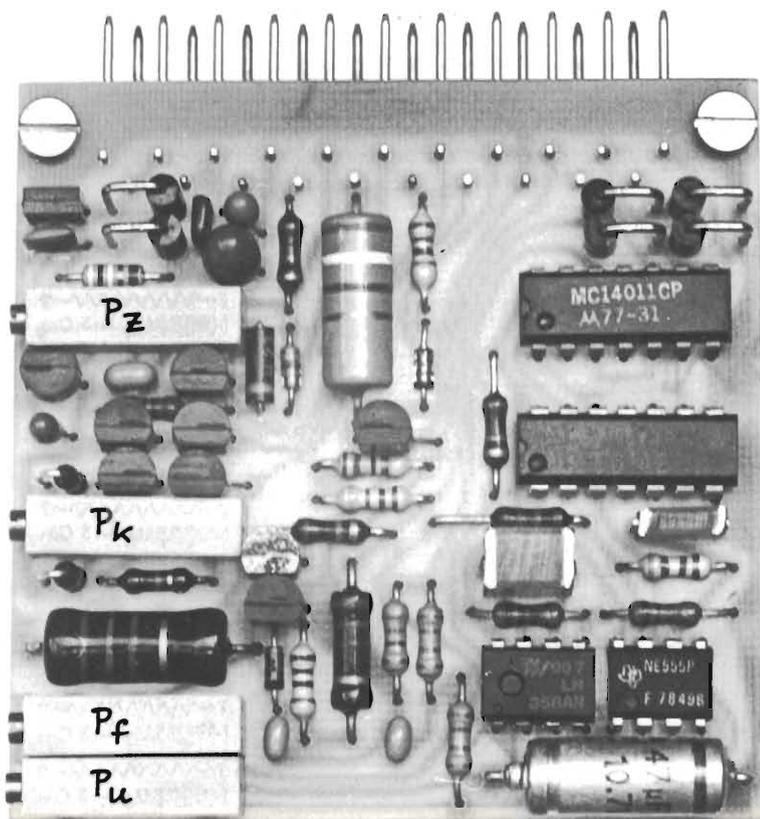



Fig. 10 - Circuito stampato completo, con connettore a pettine

vite di fissaggio sinistra del connettore a pettine viene usata come corto conduttore di massa tra il circuito stampato ed il lamierino del telaio.

Costruzione dello shunt

Tagliare da un lamierino di manganina, spesso 0,4 mm, una placchetta con le dimensioni indicate in *figura 4c*. Praticare, con un sottile seghetto per metallo, tre intagli lunghi 31 mm e due lunghi 3 mm. Un foro del diametro di 3 mm servirà a fissare lo shunt e formerà inoltre il punto di connessione centrale "y" (saldare bene il conduttore alla vite!). Le placchette terminali da 3 x 3 mm devono essere piegate in avanti e rispettivamente all'indietro: in questo modo sarà possibile formare due capicorda, dai quali dovranno uscire lateralmente i collegamenti "x" e "z". Ad entrambi i lati dovranno essere saldati i fili per la corrente principale (con sezione di 2,5 mm quadrati) e due altri fili più sottili per la tensione di misura.

La resistenza dello shunt così costruito, sarà più bassa di quella necessaria. Assottigliare perciò con una lima i bordi esterni, secondo lo schizzo di *figura 4c*, fino ad ottenere il valore resistivo nominale (2 . 10 mΩ). Per effettuare una corretta taratura, collegare in serie lo shunt, un accumulatore da 12 V ed un resistore di precisione e di elevata potenza, da 10 Ω. Confrontando le cadute di tensione sui tratti di shunt x-y ed y-z con la caduta di tensione sul resistore in serie, si otterrà il valore resistivo:

Taratura

L'apparecchio contiene quattro trimmer di regolazione; le loro posizioni sul circuito stampato sono indicate in *figura 9*. Quando è collegata la tensione di rete, portare dapprima la tensione a vuoto VA a 14,4 V, regolando il potenziometro Pz. Durante questa operazione, il regolatore della corrente di carica Pi dovrà essere nella posizione di massimo. Collegare poi a +VA il resistore da 10 Ω prima descritto, ruotare Pi in posizione di minimo e regolare ad 1 A, con Pk, la "corrente di cortocircuito".

Collegare ora, in luogo del resistore da 10 Ω, l'accumulatore da 12 V, staccare il cordone di rete e collegare una lampadina ad incandescenza da 60 W, che costituirà un carico medio a 220 V. Il modo migliore per controllare la frequenza dell'invertitore sarà di usare un frequenzimetro digitale, oppure di confrontarla con una tensione a frequenza di rete sullo schermo di un oscilloscopio. I punti nei quali deve essere effettuata la misura sono i piedini 12 o 13 del circuito integrato CD4013.

Per mettere a punto la tensione d'uscita dell'invertitore, dovrebbe essere utilizzato un voltmetro che indichi il valore efficace vero. Questa misura potrà essere eseguita anche con un normale tester, con l'aiuto di un fotodiodo o di una cellula solare: misurare dapprima la corrente fotoelettrica prodotta illuminando la cellula con la lampadina alimentata dalla tensione di rete, poi regolare Pu in modo da ottenere la medesima lettura quando la lampadina è alimentata dall'invertitore. ■

La nuova struttura audiovisiva europea

La nuova struttura audiovisiva europea sarà costituita dai satelliti, dalle reti di cavi a fibre ottiche e dalle apparecchiature video di ricezione. Tenuto conto delle recenti decisioni di numerosi governi europei per la creazione di reti di trasmissione via cavo, per la fine degli anni '80 si prospetta la seguente situazione: - l'apparecchio ricevente domestico (l'attuale televisore), cui sarà aggiunta una tastiera di controllo, si trasformerà in un "terminale" tramite il quale sarà possibile accedere a numerosi servizi (telecomunicazioni, banche di dati, forniture varie); la televisione non sarà quindi che uno di questi servizi; - l'apparecchio ricevente sarà alimentato sia via cavo (soprattutto nelle zone non urbane) che via satellite. L'entrata in servizio della televisione diretta via satellite renderà evidente l'influenza della tecnologia sulla concezione dei programmi. La loro internazionalizzazione diventerà inevitabile con effetti diretti sull'evoluzione culturale dei cittadini europei e quindi sull'avvenire della comunità.

VTR: la produzione giapponese è stata di 14,4 mila miliardi/lire nel 1984

Nel 1984 il Giappone ha esportato 10,6 milioni di TVC (+ 33% rispetto al 1983) per un valore di 453 miliardi di yen (circa 3.300 miliardi di lire), con un incremento in questo caso del 29,3%. I videoregistratori esportati sono stati 22 milioni di pezzi (+ 45%), per un valore di 1.621 miliardi di yen (circa 11.800 miliardi di lire), con una progressione del 29%.
Questi dati sono del Ministero delle Finanze nipponico e rilevati alla dogana. L'Associazione di categorie delle industrie elettroniche valuta che complessivamente la produzione nipponica di TVC sia stata nel 1984 di 747 miliardi di yen (circa 5.450 miliardi di lire) e quello di videoregistratori domestici di 1.967 miliardi di yen (circa 14.360 miliardi di lire), con incrementi del 9,2% e 29% rispettivamente. Per quest'anno sono previsti sviluppi assai meno marcati: + 2,3% per i televisori e + 5,4 per i VTR.

SE LE SCARICHE

disturbano le ricezioni radio TV
è segno che nei contatti c'è
ossido e solfuro.
Allora si fa uso del
DISOSSIDANTE "BITRONIC"
Mod. DSS-110
e subito scompaiono i ronzii
e le resistenze di transizione
troppo elevate.
Il prodotto non è corrosivo
non fa danni ma solo
benefici.
Bombola spray da 200 ml

Cod. LC 5000/00

BITRONIC®
electro chemical development

distributore eslusivo
per l'Italia GBC

Per informazioni indicare **Rif. P 20** sul tagliando

Per avere notizie dettagliate in relazione alla rubrica "Nuovi Prodotti" e alle "inserzioni pubblicitarie", compilate un tagliando per ogni prodotto che vi interessa, e spedite a: JCE - Via Dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI).
Il nostro servizio "Informazione Lettori" è organizzato in un sistema speciale di inoltro alle singole ditte.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

SE 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

Per avere notizie dettagliate in relazione alla rubrica "Nuovi Prodotti" e alle "inserzioni pubblicitarie", compilate un tagliando per ogni prodotto che vi interessa, e spedite a: JCE - Via Dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI).
Il nostro servizio "Informazione Lettori" è organizzato in un sistema speciale di inoltro alle singole ditte.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.

SERVIZIO RICHIESTA INFORMAZIONI SUI PRODOTTI PRESENTATI NELLA RUBRICA NUOVI PRODOTTI E NELLE INSERZIONI PUBBLICITARIE

S.E. 3/85

SELEZIONE
di elettronica e microcomputer

Desidero ricevere ulteriori informazioni in merito

al rif. n° .... a pag. ....

Mi interessa ricevere:

CATALOGHI ☐ LISTINO PREZZI ☐ VISITA ☐

NOME/COGNOME

QUALIFICA

DITTA O ENTE

INDIRIZZO

CITTA' CAP

SETTORE DI ATTIVITA' TEL.